

27.08.03

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

11/2

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2002年 8月28日

出 願 番 号
Application Number: 特願2002-248932
[ST. 10/C]: [JP2002-248932]

REC'D 17 OCT 2003	
WIPO	PCT

出 願 人
Applicant(s): 旭化成マイクロシステム株式会社

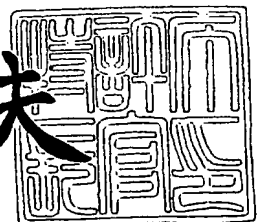
PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

BEST AVAILABLE COPY

2003年10月 1日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



【書類名】 特許願

【整理番号】 B02049

【提出日】 平成14年 8月28日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H03B 5/32

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県厚木市岡田3050番地 旭化成マイクロシステム株式会社内

【氏名】 川崎 誉子

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県厚木市岡田3050番地 旭化成マイクロシステム株式会社内

【氏名】 根本 謙治

【特許出願人】

【識別番号】 594021175

【氏名又は名称】 旭化成マイクロシステム株式会社

【代理人】

【識別番号】 100066980

【弁理士】

【氏名又は名称】 森 哲也

【選任した代理人】

【識別番号】 100075579

【弁理士】

【氏名又は名称】 内藤 嘉昭

【選任した代理人】

【識別番号】 100103850

【弁理士】

【氏名又は名称】 崔 秀▲てつ▼

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 001638

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9902243

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 近似 n 次関数発生装置及び温度補償水晶発振回路

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 一方の入力端子に共通の 1 次の入力信号が入力され、他方の入力端子に所定レベルの定レベル信号が入力され、前記 1 次の入力信号に対して反転又は非反転信号を出力すると共に、出力信号を所定の最大値及び最小値で制限するリミッタ機能を有する複数 i 個 (i は 5 以上の整数) の差動増幅器と、

前記 i 個の差動増幅器に前記定レベル信号を夫々供給する定レベル信号発生回路とを備え、

前記 i 個の差動増幅器のうち第 1、第 2 及び第 3 の差動増幅器は、入力される定レベル信号が順にレベルが高くなるように設定されると共に、前記第 1 及び第 3 の差動増幅器と前記第 2 の差動増幅器との出力信号が互いに逆極性に設定され、

前記 i 個の差動増幅器のうち第 4 差動増幅器は、入力される定レベル信号が前記第 2 の差動増幅器に入力される定レベル信号と同レベルの信号に設定されると共に、その出力信号が前記第 1 及び第 3 の差動増幅器の出力信号と同極性で且つ前記最大値となる入力信号と前記最小値となる入力信号との幅が前記第 2 の差動増幅器のそれより大きく設定され、

前記 i 個の差動増幅器のうち第 1、第 2、第 3 及び第 4 の差動増幅器以外の ($i - 4$) 個の差動増幅器の夫々は、入力される定レベル信号が前記第 1 の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより低くなる及び前記第 3 の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより高くなるの何れかに設定されていると共に、前記 ($i - 4$) 個の差動増幅器と前記第 2 の差動増幅器との出力信号が互いに逆極性に設定され、

前記第 1、第 2、第 3 及び前記 ($i - 4$) 個の差動増幅器の出力信号を加算したときに k (k は 3 以上の奇数) 次関数成分の出力信号を形成するように構成され、

前記第 4 の差動増幅器は前記 n 次関数成分の 1 次成分を相殺するような 1 次成分の出力信号を形成するように構成され、

前記 i 個の差動増幅器の出力信号を加算することにより、1次成分を含まない k 次関数成分を発生させることを特徴とする k 次成分発生回路。

【請求項2】 $i = 5$ 且つ $k = 3$ に設定されていることを特徴とする請求項1に記載の3次成分発生回路。

【請求項3】 第5の差動増幅器は、入力される定レベル信号が前記第1の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより低くなるように設定され且つ前記最大値となる入力信号と前記最小値となる入力信号との幅が前記第1の差動増幅器のそれより小さく設定されていることを特徴とする請求項2に記載の3次成分発生回路。

【請求項4】 第5の差動増幅器は、入力される定レベル信号が前記第3の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより高くなるように設定され且つ前記最大値となる入力信号と前記最小値となる入力信号との幅が前記第3の差動増幅器のそれより小さく設定されていることを特徴とする請求項2に記載の3次成分発生回路。

【請求項5】 $i = 6$ 及び $k = 5$ に設定されていることを特徴とする請求項1に記載の5次成分発生回路。

【請求項6】 第5の差動増幅器は、入力される定レベル信号が前記第1の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより低くなるように設定され且つ前記最大値となる入力信号と前記最小値となる入力信号との幅が前記第1の差動増幅器のそれより小さく設定され、

第6の差動増幅器は、入力される定レベル信号が前記第3の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより高くなるように設定され且つ前記最大値となる入力信号と前記最小値となる入力信号との幅が前記第3の差動増幅器のそれより小さく設定されていることを特徴とする請求項5に記載の5次成分発生回路。

【請求項7】 一方の入力端子に共通の1次の入力信号が入力され、他方の入力端子に所定レベルの定レベル信号が入力され、前記1次の入力信号に対して反転又は非反転信号を出力すると共に、出力信号を所定の最大値及び最小値で制限するリミッタ機能を有する複数 j 個 (j は4以上の整数) の差動増幅器と、

一定の出力信号を出力する一定信号出力回路と、

前記 j 個の差動増幅器に前記定レベル信号を夫々供給する定レベル信号発生回路とを備え、

前記 j 個の差動増幅器のうち第 1、第 2、第 3 及び第 4 の差動増幅器は、入力される定レベル信号が順にレベルが高くなるように設定されると共に、前記第 1 及び第 2 の差動増幅器と前記第 3 及び第 4 の差動増幅器との出力信号が互いに逆極性に設定され、

前記 j 個の差動増幅器の出力信号を加算したときに m (m は 4 以上の偶数) 次関数成分の出力信号を形成するように構成され、

前記一定信号出力回路は、前記 m 次関数成分の 0 次成分を相殺するような 0 次成分の出力信号を形成するように構成され、

前記 j 個の差動増幅器及び前記一定信号出力回路の出力信号を加算することにより、0 次成分を含まない m 次関数成分を発生させることを特徴とする m 次成分発生回路。

【請求項 8】 j が 6 以上の偶数であって、 j 個の差動増幅器のうち第 1、第 2、第 3 及び第 4 の差動増幅器以外の ($j - 4$) の差動増幅器の夫々は、入力される定レベル信号が前記第 1 の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより低くなる及び前記第 4 の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより高くなるの何れかに設定されていることを特徴とする請求項 7 に記載の m 次成分発生回路。

【請求項 9】 $j = 4$ 且つ $m = 4$ に設定されていることを特徴とする請求項 7 に記載の 4 次成分発生回路。

【請求項 10】 一定の信号が入力されて定数成分を発生する 0 次成分発生部と、

1 次の入力信号が入力されて 1 次成分を発生する 1 次成分発生部と、

前記 1 次の入力信号が入力される上記請求項 1 に記載の k (k は 3 以上の奇数) 次成分発生回路及び該 k 次成分発生回路の出力信号が入力される第 1 の可変利得増幅回路を有する少なくとも 1 つ以上の k 次成分発生部と、

前記 1 次の入力信号が入力される上記請求項 7 に記載の m (m は 4 以上の偶数) 次成分発生回路及び該 m 次成分発生回路の出力信号が入力される第 2 の可変利

得増幅回路を有する少なくとも1つ以上の m 次成分発生部と、

前記0次成分発生部、前記1次成分発生部、前記 k 次成分発生部及び前記 m 次成分発生部の出力信号を加算する加算回路とを備え、近似 n (n は4以上の整数) 次関数を発生することを特徴とする近似 n 次関数発生装置。

【請求項11】 一定の入力信号が入力されて定数成分を発生する0次成分発生部と、

1次の入力信号が入力されて1次成分を発生する1次成分発生部と、

前記1次の入力信号が入力される上記請求項2乃至請求項4の何れかに記載の3次成分発生部と、

前記0次成分発生部、前記1次成分発生部及び前記3次成分発生部の出力信号を加算する加算回路とを備えていることを特徴とする近似3次関数発生装置。

【請求項12】 一定の入力信号が入力されて定数成分を発生する0次成分発生部と、

1次の入力信号が入力されて1次成分を発生する1次成分発生部と、

前記1次の入力信号が入力される上記請求項2乃至請求項4の何れかに記載の3次成分発生部と、

前記1次の入力信号が入力される上記請求項9に記載の4次成分発生回路及び該4次成分発生回路の出力信号が入力される第2の可変利得増幅回路を有する4次成分発生部と、

前記4次成分発生部、前記3次成分発生部、前記1次成分発生部及び前記0次成分発生部の出力信号を加算する加算回路とを備えていることを特徴とする近似4次関数発生装置。

【請求項13】 一定の入力信号が入力されて定数成分を発生する0次成分発生部と、

1次の入力信号が入力されて1次成分を発生する1次成分発生部と、

前記1次の入力信号が入力される上記請求項2乃至請求項4の何れかに記載の3次成分発生部と、

前記1次の入力信号が入力される上記請求項9に記載の4次成分発生回路及び該4次成分発生回路の出力信号が入力される第2の可変利得増幅回路を有する4

次成分発生部と、

前記 1 次の入力信号が入力される上記請求項 5 又は請求項 6 に記載の 5 次成分発生回路及び該 5 次成分発生回路の出力信号が入力される第 3 の可変利得増幅回路を有する 5 次成分発生部と、

前記 5 次成分発生部、前記 4 次成分発生部、前記 3 次成分発生部、前記 1 次成分発生部及び前記 0 次成分発生部の出力信号を加算する加算回路とを備えていることを特徴とする近似 5 次関数発生装置。

【請求項 1 4】 1 次の入力信号が入力され、 n 次多項式により表される n 次関数に比例する n 次の出力信号を出力し、前記 n 次多項式は 2 次の項を含まないことを特徴とする近似 n 次関数発生装置。

【請求項 1 5】 温度検出回路と、該温度検出回路の検出信号が入力される上記請求項 1 4 に記載の近似 n 次関数発生装置とを備えたことを特徴とする温度関数発生回路。

【請求項 1 6】 上記請求項 1 5 に記載の温度関数発生回路と、該温度関数発生回路で発生される近似 n 次関数が入力される水晶発振回路とを備えたことを特徴とする温度補償水晶発振回路。

【請求項 1 7】 温度検出回路と、該温度検出回路の検出信号が入力される前記請求項 1 0 に記載の近似 n 次関数発生装置とを備えたことを特徴とする温度関数発生回路。

【請求項 1 8】 上記請求項 1 7 に記載の温度関数発生回路と、該温度関数発生回路で発生される近似 n 次関数が入力される水晶発振回路とを備えたことを特徴とする温度補償水晶発振回路。

【請求項 1 9】 温度検出回路と、該温度検出回路の検出信号が入力される前記請求項 1 1 に記載の近似 3 次関数発生装置とを備えたことを特徴とする温度関数発生回路。

【請求項 2 0】 上記請求項 1 9 に記載の温度関数発生回路と、該温度関数発生回路で発生される近似 3 次関数が入力される水晶発振回路とを備えたことを特徴とする温度補償水晶発振回路。

【請求項 2 1】 温度検出回路と、該温度検出回路の検出信号が入力される

前記請求項 1 2 に記載の近似 4 次関数発生装置とを備えたことを特徴とする温度関数発生回路。

【請求項 2 2】 上記請求項 2 1 に記載の温度関数発生回路と、該温度関数発生回路で発生される近似 4 次関数が入力される水晶発振回路とを備えたことを特徴とする温度補償水晶発振回路。

【請求項 2 3】 温度検出回路と、該温度検出回路の検出信号が入力される前記請求項 1 3 に記載の近似 5 次関数発生装置とを備えたことを特徴とする温度関数発生回路。

【請求項 2 4】 上記請求項 2 3 に記載の温度関数発生回路と、該温度関数発生回路で発生される近似 5 次関数が入力される水晶発振回路とを備えたことを特徴とする温度補償水晶発振回路。

【請求項 2 5】 温度検出回路及び近似 n (n は 3 次以上の整数) 次関数発生装置を備える温度補償回路と、電圧制御水晶発振回路とから構成される温度補償水晶発振回路において、前記温度補償水晶発振回路の温度補償調整を行う際に、

所定の温度雰囲気ないで、前記温度補償回路の出力電圧 V_{COUT} の n 次成分 V_{COUTn} 乃至 0 次成分 V_{COUT0} を測定すると共に、

前記電圧制御水晶発振回路から出力される発振周波数が予め設定された選定周波数に一致する入力電圧 V_{CIN} を所望の温度補償範囲内における複数の温度で測定し、

測定した各温度の出力電圧 V_{COUT} の n 次成分 V_{COUTn} を温度 T の関数として、 $V_{COUTn}'(T) = V_{COUTn}(T) - V_{COUT0}(T)$

で近似し、前記出力電圧 V_{COUT} を温度 T の関数として、

$$\begin{aligned} V_{COUT}(T) = & \alpha_n V_{COUTn}'(T + \Delta T) + \dots \\ & + \alpha_3 V_{COUT3}'(T + \Delta T) + \alpha_1 V_{COUT1}'(T + \Delta T) \\ & + V_{COUT0}'(T + \Delta T) + \alpha_0 \end{aligned}$$

で表記し、

前記測定された各温度の入力電圧 V_{CIN} と前記出力電圧 V_{COUT} とが夫々の温度において一致するように、前記温度補償回路の係数 $\alpha_n \sim \alpha_3$ 、 α_1 、 α_0 及

び ΔT を調整するようにしたことを特徴とする温度補償調整方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、例えば温度補償型水晶発振器に使用される近似 n 次関数発生装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

水晶発振器に多く用いられるATカットの水晶振動子は、固定の固有共振周波数に対する温度変化が図14に示すように近似3次関数で表されることが知られており、この温度特性は下記(1)式のように近似することができる。

$$Y = \alpha (t - t_0)^3 + \beta (t - t_0) + \gamma \quad \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 Y は出力周波数であり、 α は3次の係数、 β は温度特性の傾き、 γ は周波数オフセットであり、 t_0 は曲線の中心温度、即ち変曲点（通常25℃から30℃の範囲）である。上記(4)式の α 、 β 及び γ は夫々水晶振動子に大きく依存する。

【0003】

このため、従来は、例えば特許第3233946号に記載されているような近似3次関数発生装置からの出力電圧を用いて温度補償するようにしていた。

すなわち、図15に示すように、温度変化に対して1次的に変化する電圧を出力する温度検出回路から出力される電圧 V_{IN} を入力信号として近似3次関数を発生する近似3次関数発生装置の出力を水晶の温度特性を補償する制御電圧とし、これを電圧制御水晶発振器（VCXO）に供給する。

【0004】

現在広く適用されている電圧制御水晶発振回路の電圧一周波数特性は1次関数で近似できるので、水晶振動子の温度に対する周波数特性は、図16に示すように、温度に対する電圧特性で近似できる。

この制御電圧の電圧－温度特性は、下記(2)式のようになる。

$$f(t) = a_3 (t - t_0)^3 + a_1 (t - t_0) + a_0 \quad \dots\dots\dots (2)$$

すなわち、上記（５）式の制御電圧と一致する電圧を、近似３次関数発生装置より発生させ、電圧制御水晶発振器に入力することで、水晶振動子の温度特性を補償することができる。

【0005】

しかし、水晶振動子の周波数－温度特性には、３次成分よりも大きな次数成分が含まれているため、近似した３次関数とデータとの間には差異があり、厳密に近似３次関数を補正できるような制御電圧を発生させたとしても、この差異は温度補償できない要素として残ってしまう。

これを解決するために、水晶振動子の温度特性をより高次の関数で近似し、それに対応する高次関数の電圧で電圧制御水晶発振器を制御すれば、この誤差を減らすことが可能である。例えば、ある一つの水晶振動子の周波数－温度特性データを３次関数で近似した場合、近似式とデータとの差は、温度範囲－３０℃～８５℃において、最大０．３２０ppmである。これを４次関数で近似すると０．１３０ppm、さらに５次式に近似すると０．１２６ppmとなり、より高次関数を発生する装置を用いて係数を調整して制御電圧を生成すれば、より精度良く水晶の温度補償を行うことができる。

【0006】

これまでに、３次もしくはそれ以上の高次関数に比例する信号を出力する回路としては、例えば特開平８－１１６２１４号公報の図１に示されているような関数発生装置が知られている。

この回路から出力される信号は、一般式として下記（３）式のような多項式で表すことができる。

【0007】

$$\begin{aligned} f(x) &= a_n x^n + a_{n-1} x^{n-1} + \dots + a_2 x^2 + a_1 x + a_0 \\ &= a_n' (x - x_0)^n + \dots + a_1' (x - x_0) + a_0' \dots \dots (3) \end{aligned}$$

例えば、４次関数発生装置の出力信号は、下記（４）式で表すことができる。

$$\begin{aligned} f(x) &= a_4 x^4 + a_3 x^3 + a_2 x^2 + a_1 x + a_0 \\ &= a_4' (x - x_0)^4 + a_2' (x - x_0)^2 + a_1 (x - x_0) + a_0' \\ &\dots \dots \dots (4) \end{aligned}$$

但し、 $a_4' = a_4$, $a_2' = a_2 - 6 a_4 x_0^2$, $a_1' = a_1 + 2 a_2 x_0 - 8 a_4 x_0^3$, $a_0' = a_0 + a_1 x_0 + a_2 x_0^2 - 3 a_4 x_0^4$ であり、 $x_0 = -a_3 / (4 a_4)$ である。

【0008】

近似4次関数発生は上記(4)式のように x_0 を用いると、 $n-1$ 次の項、即ち3次の項を省略することができ、回路規模も縮小化できる。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上記従来例にあつては前記(4)式のような構成で制御電圧を生成する回路は、実現し難いという未解決の課題がある。

この未解決の課題を具体的例を用いて説明する。ある水晶振動子の周波数-温度特性データを先ず、上記(4)式のように3次の項を省略した式で記述すると、この関数の変曲点を表す t_0 は、 -149°C となり、通常補償されている温度範囲 $-30^{\circ}\text{C} \sim 85^{\circ}\text{C}$ の範囲を大きく越えてしまう。 t_0 の大きなずれは、これに相当する制御電圧を生成する関数回路の入力範囲を広く持たなくてはならないことを意味し、調整範囲外の温度を考慮した回路にシなくてはならない。また、各次数の成分を図示すると図17のようになり、水晶振動子の周波数-温度特性が $\pm 10 \text{ ppm}$ 以内に入るのに対して、各次数成分は最大 $\pm 1500 \text{ ppm}$ という大きな振れ幅を持つ関数を加算したものになっていることが分かる。よって、上記の水晶振動子の周波数-温度特性を補償するためには、制御電圧として各次数の係数 $a_4' \sim a_0'$ の調整範囲を幅広く持たなくてはならず、これを実現する回路はダイナミックレンジとして非常に不利になる。この結果、制御電圧として3次関数から4次関数に拡張したことによって、大幅なノイズの増大や回路規模の拡大という問題が生じ、精度を上げるという利益があることを考慮しても、実用的ではないと言える。

【0010】

そこで、本発明は、上記従来例の未解決の課題に着目してなされたものであり、温度補償電圧の3次以上の高次成分を、精度良く提供する回路及びその関数発生装置を温度補償のために用いた精度良く調整できる水晶発振器を提供すること

を目的としている。

【0011】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するために、本発明に係る k 次成分発生回路は、一方の入力端子に共通の1次の入力信号が入力され、他方の入力端子に所定レベルの定レベル信号が入力され、前記1次の入力信号に対して反転又は非反転信号を出力すると共に、出力信号を所定の最大値及び最小値で制限するリミッタ機能を有する複数 i 個（ i は5以上の整数）の差動増幅器と、前記 i 個の差動増幅器に前記定レベル信号を夫々供給する定レベル信号発生回路とを備え、前記 i 個の差動増幅器のうち第1、第2及び第3の差動増幅器は、入力される定レベル信号が順にレベルが高くなるように設定されると共に、前記第1及び第3の差動増幅器と前記第2の差動増幅器との出力信号が互いに逆極性に設定され、前記 i 個の差動増幅器のうち第4差動増幅器は、入力される定レベル信号が前記第2の差動増幅器に入力される定レベル信号と同レベルの信号に設定されていると共に、その出力信号が前記第1及び第3の差動増幅器の出力信号と同極性で且つ前記最大値となる入力信号と前記最小値となる入力信号との幅が前記第2の差動増幅器のそれより大きく設定され、前記 i 個の差動増幅器のうち第1、第2、第3及び第4の差動増幅器以外の（ $i-4$ ）個の差動増幅器の夫々は、入力される定レベル信号が前記第1の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより低くなる及び前記第3の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより高くなるの何れかに設定されていると共に、前記（ $i-4$ ）個の差動増幅器と前記第2の差動増幅器との出力信号が互いに逆極性に設定され、前記第1、第2、第3及び前記（ $i-4$ ）個の差動増幅器の出力信号を加算したときに k （ k は3以上の奇数）次関数成分の出力信号を形成するように構成され、前記第4の差動増幅器は前記 n 次関数成分の1次成分を相殺するような1次成分の出力信号を形成するように構成され、前記 i 個の差動増幅器の出力信号を加算することにより、1次成分を含まない k 次関数成分を発生させることを特徴としている。

【0012】

また、本発明に係る3次成分発生回路は、上記 k 次成分発生回路において、 i

= 5 且つ $k = 3$ に設定されていることを特徴としている。

さらに、本発明に係る 3 次成分発生回路は、上記 3 次成分発生回路において、第 5 の差動増幅器が、入力される定レベル信号が前記第 1 の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより低くなるように設定され且つ前記最大値となる入力信号と前記最小値となる入力信号との幅が前記第 1 の差動増幅器のそれより小さく設定されていることを特徴としている。

【0013】

さらにまた、本発明に係る 3 次成分発生回路は、上記 3 次成分発生回路において、第 5 の差動増幅器が、入力される定レベル信号が前記第 3 の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより高くなるように設定され且つ前記最大値となる入力信号と前記最小値となる入力信号との幅が前記第 3 の差動増幅器のそれより小さく設定されていることを特徴としている。

【0014】

なおさらに、本発明に係る 5 次成分発生回路は、上記 n 次成分発生回路において、 $i = 6$ 及び $k = 5$ に設定されていることを特徴としている。

また、本発明に係る 5 次成分発生回路は、上記 5 次成分発生回路において、第 5 の差動増幅器が、入力される定レベル信号が前記第 1 の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより低くなるように設定され且つ前記最大値となる入力信号と前記最小値となる入力信号との幅が前記第 1 の差動増幅器のそれより小さく設定され、第 6 の差動増幅器は、入力される定レベル信号が前記第 3 の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより高くなるように設定され且つ前記最大値となる入力信号と前記最小値となる入力信号との幅が前記第 3 の差動増幅器のそれより小さく設定されていることを特徴としている。

【0015】

さらに、本発明に係る m 次成分発生回路は、一方の入力端子に共通の 1 次の入力信号が入力され、他方の入力端子に所定レベルの定レベル信号が入力され、前記 1 次の入力信号に対して反転又は非反転信号を出力すると共に、出力信号を所定の最大値及び最小値で制限するリミッタ機能を有する複数 j 個 (j は 4 以上の整数) の差動増幅器と、一定の出力信号を出力する一定信号出力回路と、前記 j

個の差動増幅器に前記定レベル信号を夫々供給する定レベル信号発生回路とを備え、前記 j 個の差動増幅器のうち第 1、第 2、第 3 及び第 4 の差動増幅器は、入力される定レベル信号が順にレベルが高くなるように設定されると共に、前記第 1 及び第 2 の差動増幅器と前記第 3 及び第 4 の差動増幅器との出力信号が互いに逆極性に設定され、前記 j 個の差動増幅器の出力信号を加算したときに m (m は 4 以上の偶数) 次関数成分の出力信号を形成するように構成され、前記一定信号出力回路は、前記 m 次関数成分の 0 次成分を相殺するような 0 次成分の出力信号を形成するように構成され、前記 j 個の差動増幅器及び前記一定信号出力回路の出力信号を加算することにより、0 次成分を含まない m 次関数成分を発生させることを特徴としている。

【0016】

さらにまた、本発明に係る m 次成分発生回路は、上記 m 次成分発生回路において、 j が 6 以上の偶数であって、 j 個の差動増幅器のうち第 1、第 2、第 3 及び第 4 の差動増幅器以外の ($j - 4$) の差動増幅器の夫々は、入力される定レベル信号が前記第 1 の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより低くなる及び前記第 4 の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより高くなるの何れかに設定されていることを特徴としている。

【0017】

なおさらに、本発明に係る 4 次成分発生回路は、上記 m 次成分発生回路において、 $j = 4$ 且つ $m = 4$ に設定されていることを特徴としている。

また、本発明に係る近似 n 次関数発生装置は、一定の信号が入力されて定数成分を発生する 0 次成分発生部と、1 次の入力信号が入力されて 1 次成分を発生する 1 次成分発生部と、前記 1 次の入力信号が入力される上記請求項 1 に記載の k (k は 3 以上の奇数) 次成分発生回路及び該 k 次成分発生回路の出力信号が入力される第 1 の可変利得増幅回路を有する少なくとも 1 つ以上の k 次成分発生部と、前記 1 次の入力信号が入力される上記請求項 7 に記載の m (m は 4 以上の偶数) 次成分発生回路及び該 m 次成分発生回路の出力信号が入力される第 2 の可変利得増幅回路を有する少なくとも 1 つ以上の m 次成分発生部と、前記 0 次成分発生部、前記 1 次成分発生部、前記 k 次成分発生部及び前記 m 次成分発生部の出力信

号を加算する加算回路とを備え、近似 n (n は 4 以上の整数) 次関数を発生することを特徴としている。

【0018】

さらに、本発明に係る近似 3 次関数発生装置は、上記近似 n 次関数発生装置において、一定の入力信号が入力されて定数成分を発生する 0 次成分発生部と、1 次の入力信号が入力されて 1 次成分を発生する 1 次成分発生部と、前記 1 次の入力信号が入力される上記請求項 2 乃至請求項 4 の何れかに記載の 3 次成分発生部と、前記 0 次成分発生部、前記 1 次成分発生部及び前記 3 次成分発生部の出力信号を加算する加算回路とを備えていることを特徴としている。

【0019】

さらにまた、本発明に係る近似 4 次関数発生装置は、一定の入力信号が入力されて定数成分を発生する 0 次成分発生部と、1 次の入力信号が入力されて 1 次成分を発生する 1 次成分発生部と、前記 1 次の入力信号が入力される上記請求項 2 乃至請求項 4 の何れかに記載の 3 次成分発生部と、前記 1 次の入力信号が入力される上記請求項 9 に記載の 4 次成分発生回路及び該 4 次成分発生回路の出力信号が入力される第 2 の可変利得増幅回路を有する 4 次成分発生部と、前記 4 次成分発生部、前記 3 次成分発生部、前記 1 次成分発生部及び前記 0 次成分発生部の出力信号を加算する加算回路とを備えていることを特徴としている。

【0020】

なおさらに、本発明に係る近似 5 次関数発生装置は、一定の入力信号が入力されて定数成分を発生する 0 次成分発生部と、1 次の入力信号が入力されて 1 次成分を発生する 1 次成分発生部と、前記 1 次の入力信号が入力される上記請求項 2 乃至請求項 4 の何れかに記載の 3 次成分発生部と、前記 1 次の入力信号が入力される上記請求項 9 に記載の 4 次成分発生回路及び該 4 次成分発生回路の出力信号が入力される第 2 の可変利得増幅回路を有する 4 次成分発生部と、前記 1 次の入力信号が入力される上記請求項 5 又は請求項 6 に記載の 5 次成分発生回路及び該 5 次成分発生回路の出力信号が入力される第 3 の可変利得増幅回路を有する 5 次成分発生部と、前記 5 次成分発生部、前記 4 次成分発生部、前記 3 次成分発生部、前記 1 次成分発生部及び前記 0 次成分発生部の出力信号を加算する加算回路と

を備えていることを特徴としている。

【0021】

また、本発明に係る近似 n 次関数発生装置は、1 次の入力信号が入力され、 n 次多項式により表される n 次関数に比例する n 次の出力信号を出力し、前記 n 次多項式は 2 次の項を含まないことを特徴としている。

さらに、本発明に係る温度関数発生回路は、温度検出回路と、該温度検出回路の検出信号が入力される上記請求項 14 に記載の近似 n 次関数発生装置とを備えたことを特徴としている。

さらにまた、本発明に係る温度補償水晶発振回路は、上記請求項 15 に記載の温度関数発生回路と、該温度関数発生回路で発生される近似 n 次関数が入力される水晶発振回路とを備えたことを特徴としている。

【0022】

なおさらに、本発明に係る温度関数発生回路は、温度検出回路と、該温度検出回路の検出信号が入力される前記請求項 10 に記載の近似 n 次関数発生装置とを備えたことを特徴としている。

なおさらに、本発明に係る温度補償水晶発振回路は、上記請求項 17 に記載の温度関数発生回路と、該温度関数発生回路で発生される近似 n 次関数が入力される水晶発振回路とを備えたことを特徴としている。

【0023】

また、本発明に係る温度関数発生回路は、温度検出回路と、該温度検出回路の検出信号が入力される前記請求項 11 に記載の近似 3 次関数発生装置とを備えたことを特徴としている。

さらに、本発明に係る温度補償水晶発振回路は、上記請求項 19 に記載の温度関数発生回路と、該温度関数発生回路で発生される近似 3 次関数が入力される水晶発振回路とを備えたことを特徴としている。

【0024】

さらにまた、本発明に係る温度関数発生回路は、温度検出回路と、該温度検出回路の検出信号が入力される前記請求項 12 に記載の近似 4 次関数発生装置とを備えたことを特徴としている。

なおさらに、本発明に係る温度補償水晶発振回路は、上記請求項 21 に記載の温度関数発生回路と、該温度関数発生回路で発生される近似 4 次関数が入力される水晶発振回路とを備えたことを特徴としている。

【0025】

また、本発明に係る温度関数発生回路は、温度検出回路と、該温度検出回路の検出信号が入力される前記請求項 13 に記載の近似 5 次関数発生装置とを備えたことを特徴としている。

さらに、本発明に係る温度補償水晶発振回路は、上記請求項 23 に記載の温度関数発生回路と、該温度関数発生回路で発生される近似 5 次関数が入力される水晶発振回路とを備えたことを特徴としている。

【0026】

さらにまた、本発明に係る温度補償調整方法は、温度検出回路及び近似 n (n は 3 以上の整数) 次関数発生装置を備える温度補償回路と、電圧制御水晶発振回路とから構成される温度補償水晶発振回路において、前記温度補償水晶発振回路の温度補償調整を行う際に、

所定の温度雰囲気ないで、前記温度補償回路の出力電圧 V_{COUT} の n 次成分 V_{COUTn} 乃至 0 次成分 V_{COUT0} を測定すると共に、

前記電圧制御水晶発振回路から出力される発振周波数が予め設定された選定周波数に一致する入力電圧 V_{CIN} を所望の温度補償範囲内における複数の温度で測定し、

測定した各温度の出力電圧 V_{COUT} の n 次成分 V_{COUTn} を温度 T の関数として、 $V_{COUTn}'(T) = V_{COUTn}(T) - V_{COUT0}(T)$

で近似し、前記出力電圧 V_{COUT} を温度 T の関数として、

$$\begin{aligned} V_{COUT}(T) = & \alpha_n V_{COUTn}'(T + \Delta T) + \dots \\ & + \alpha_3 V_{COUT3}'(T + \Delta T) + \alpha_1 V_{COUT1}'(T + \Delta T) \\ & + V_{COUT0}'(T + \Delta T) + \alpha_0 \end{aligned}$$

で表記し、

前記測定された各温度の入力電圧 V_{CIN} と前記出力電圧 V_{COUT} とが夫々の温度において一致するように、前記温度補償回路の係数 $\alpha_n \sim \alpha_3$ 、 α_1 、 α_0 及

び ΔT を調整するようにしたことを特徴としている。

【0027】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態を図面を伴って説明する。

先ず、本発明の近似 n 次関数発生装置の原理を説明する。

n 次関数は一般に、下記(5)式のように表すことができる。

$$\begin{aligned} f(x) &= a_n x^n + a_{n-1} x^{n-1} + \dots + a_3 x^3 + a_2 x^2 + a_1 x + a_0 \\ &= a_n' (x - x_0)^n + a_{n-1}' (x - x_0)^{n-1} + \dots \\ &\quad + a_3' (x - x_0)^3 + a_1' (x - x_0) + a_0' \quad \dots (5) \end{aligned}$$

具体的一例として、5次関数においては、下記(6)式のように表せる。

$$\begin{aligned} f(x) &= a_5 x^5 + a_4 x^4 + a_3 x^3 + a_2 x^2 + a_1 x + a_0 \\ &= a_5' (x - x_0)^5 + a_4' (x - x_0)^4 + a_3' (x - x_0)^3 \\ &\quad + a_1' (x - x_0) + a_0' \quad \dots (6) \end{aligned}$$

この(6)式において、係数の関係は、

$$a_5' = a_5$$

$$a_4' = a_4 + 5 a_5 x_0$$

$$a_3' = a_3 + 4 a_4 x_0 + 10 a_5 x_0^2$$

$$a_1' = a_1 - 3 a_3 x_0 - 8 a_4 x_0^3 - 15 a_5 x_0^4$$

$$a_0' = a_0 + a_1 x_0 - 2 a_3 x_0^3 - 5 a_4 x_0^4 - 9 a_5 x_0^5$$

但し、 x_0 は以下の3次方程式の解である。

$$10 a_5 x_0^3 + 6 a_4 x_0^2 + 3 a_3 x_0 + a_2 = 0$$

この x_0 については、解が1つ又は3つ得られるが、想定している値に近いものを選ぶことにする。この変換により、上記(6)式の x_0 は“29”となり、通常補償されている温度範囲の中心付近の、同じデータを3次関数に近似した時の変曲点と略等しくなり、3次成分が主成分であり、4次及び5次成分は小さくなり、回路構成として有利なものとなる。

【0028】

また、4次関数においては、下記(7)式のように表せる。

$$f(x) = a_4 x^4 + a_3 x^3 + a_2 x^2 + a_1 x + a_0$$

$$= a_4' (x - x_0)^4 + a_3' (x - x_0)^3 \\ + a_1 (x - x_0) + a_0' \dots\dots\dots (7)$$

この(7)式において、係数の関係は、

$$a_4' = a_4 \\ a_3' = a_3 + 4 a_4 x_0 \\ a_1' = a_1 - 3 a_3 x_0^2 - 8 a_4 x_0^3 \\ a_0' = a_0 + a_1 x_0 - 2 a_3 x_0^3 - 5 a_4 x_0^4$$

但し、 x_0 は以下の2次方程式の解である。

$$6 a_4 x_0^2 + 3 a_3 x_0 + a_2 = 0$$

この x_0 については解が2つ得られるが、曲線の中心に近い方を選ぶことにする。この結果、 x_0 は31で、通常補償されている温度範囲の中心付近の、同じデータを3次関数に近似した時の変曲点と略等しくなる。さらに、上記と同様に(7)式で表した時の各次数成分を図18のようになり、4次成分は±3ppm以内となる。このように上記(6)式又は(7)式のように2次成分のない式で表すと、主成分が3次及び1次成分であり、その3次関数の変曲点と略等しい変曲点を持つごくわずかな高次の成分を付加したものとなり、これに相当する制御電圧を発生する回路のダイナミックレンジとして非常に有利な構成となる。

【0029】

図1は本発明に係る温度補償水晶発振器の一実施形態を示すブロック図である。

。図中、1は温度変化に対して1次関数的にアナログ出力電圧が変化する温度検出回路であり、この温度検出回路1から出力されるアナログ電圧による温度検出値を入力信号 V_{IN} として近似n次関数発生装置2に入力して水晶の温度特性を補償する電圧を発生し、これを電圧制御水晶発振器(VCXO)3に供給する。

【0030】

ここで、近似n次関数発生装置2は、前述した(5)式のn次関数で表される電圧を発生するものであり、入力信号 V_{IN} が入力され、これに基づいて前述した(5)式における第1項のn次成分のみを発生するn次成分発生部8、(5)式

における $n-2$ 項の 3 次成分のみを発生する 3 次成分発生部 7 及び (5) 式における $n-1$ 項の 1 次成分のみを発生する 1 次成分発生部 6 と、 n 次成分発生部 8 …… 3 次成分発生部 7 及び 1 次成分発生部 6 の出力信号を加算する加算回路 4 とで構成されている。

【0031】

そして、 n 次成分発生部 8 は、図 2 に示すように、 n 次成分のみを発生する n 次成分発生回路 9 と、この n 次成分発生回路 9 の出力が入力される可変利得増幅回路 11 と、 n 次成分発生回路 9 に後述する定レベル信号 $V_{REFL1} \sim V_{REFH2}$ を供給する定レベル信号発生回路 20 とで構成されている。

ここで、奇関数回路の一例として 5 次成分発生回路について説明する。

【0032】

5 次成分発生回路は、図 3 に示すように、正の電源端子 V_{DD} に定電流源 13 を介してゲート及びドレインを接続し、ソースを V_{SS} に接地した MOS 型電解効果トランジスタ T_{r0} と、この MOS 型電解効果トランジスタ T_{r0} のゲートに各ゲートを接続した 6 個の MOS 型電解効果トランジスタ $T_{r1} \sim T_{r6}$ とを備えたカレントミラー回路 14 と、このカレントミラー回路 14 から定電流が供給される第 1 ～ 第 6 の増幅器を構成する 6 個の差動増幅器 15A ～ 15F と、これらの差動増幅器 15A ～ 15F の出力電流を加算する加算器を構成する同一抵抗値を有する抵抗 16A, 16B 及び出力の電流差分を得るための差動増幅器 12 とから構成されている。各差動増幅器 15A ～ 15F には低レベル信号発生回路 20 から異なる定レベルの参照電圧 V_{REFH1} 、 V_{REFH2} 、 V_{REFM} 、 V_{REFL2} 及び V_{REFL1} が供給される。

【0033】

ここで、差動増幅器 15A は、カレントミラー回路 14 の MOS 型電解効果トランジスタ T_{r1} のドレインに夫々抵抗 R_{A1} 及び R_{A2} を介して直列に接続された MOS 型電解効果トランジスタ T_{rA1} 及び T_{rA2} を有し、トランジスタ T_{rA1} のゲートに入力信号 V_{IN} が供給されると共に、トランジスタ T_{rA2} のゲートに定レベルの参照電圧 V_{REFM} が供給され、トランジスタ T_{rA1} のドレインが加算器を構成する一方の抵抗 16A 及び差動増幅器 12 の出力をゲートで受

けるMOS型電解効果トランジスタ17を介して正の電源端子VDDに接続され、トランジスタ TrA_2 のドレインが加算器を構成する他方の抵抗16Bを介して正の電源端子VDDに接続されている。

【0034】

差動増幅器15Bも同様に、カレントミラー回路14のMOS型電解効果トランジスタ $Tr1$ のドレインに夫々抵抗 RB_1 及び RB_2 を介して直列に接続されたMOS型電解効果トランジスタ TrB_1 及び TrB_2 を有し、トランジスタ TrB_1 のゲートに入力信号 V_{IN} が供給されると共に、トランジスタ TrB_2 のゲートに定レベルの参照電圧 V_{REFM} が供給されるが、差動増幅器15Aとは逆にトランジスタ TrB_1 のドレインが加算器を構成する他方の抵抗16Bを介して正の電源端子VDDに接続され、トランジスタ TrB_2 のドレインがMOS型電解効果トランジスタ17と加算器を構成する一方の抵抗16Aとを介して正の電源端子VDDに接続され、他の差動増幅器15A、15C、15D、15E及び15Fとは逆特性に設定されている。

【0035】

差動増幅器15C、15D、15E及び15Fも、差動増幅器15Aと同じ構成であり、夫々定レベル信号発生回路20で発生される参照定電圧 V_{REFL1} 、 V_{REFH1} 、 V_{REFL2} 及び V_{REFH2} が入力されている。そして、MOS型電解効果トランジスタ TrA_1 、 TrB_2 、 TrC_1 、 TrD_1 、 TrE_1 及び TrF_1 は、MOS型電解効果トランジスタ17を介して加算器を構成する抵抗16Aと接続され、その接続点が演算増幅器12の反転入力側に接続されている。

【0036】

なお、各差動増幅器15A～15Fに供給される参照定電圧 $V_{REFH1} \sim V_{REFL1}$ の大きさは、 $V_{REFH2} > V_{REFH1} > V_{REFM} > V_{REFL1} > V_{REFL2}$ に設定され、差動増幅器15Bにも差動増幅器15Aと同電圧の参照定電圧 V_{REFM} が供給されている。

そして、抵抗16A及び16Bを流れる正転出力電流 I_{POUT} と各差動増幅器15A～15FのMOS型電解効果トランジスタ $TrA_1 \sim TrF_1$ 、抵抗 $RA_1 \sim RF_1$ 及びMOS型電解効果トランジスタ $Tr1 \sim Tr6$ を介して接地VSS

に流れる反転出力電流 I_{NOUT} との差分電流が出力電流 I_{OUT} として 5 次成分発生回路の出力端子 18 から出力され、この出力電流 I_{OUT} が可変利得増幅回路 11 を構成する負帰還に可変抵抗 V_R を介挿したオペアンプ OPA の反転入力側に供給され、このオペアンプ OPA の正転入力側に定電圧発生回路 10 で発生される定電圧 V_{OFF} が供給され、このオペアンプ OPA から下記 (8) 式で表される 1 次成分を含まない 5 次成分のみの出力 V_{5OUT} を得ることができる。

【0037】

$$V_{5OUT} = B_5 (V_{IN} - V_{OFF})^5 \dots\dots\dots (8)$$

ここで、係数 B_5 は 5 次成分発生回路のゲイン及び可変利得増幅回路の利得によって決定される。

次に、上記 5 次成分発生回路の動作を説明する。

はじめに、5 次成分発生回路の回路動作の説明を簡略化するために、図 4 に示すように 1 つの差動増幅器 15C について説明すると、入力電圧 V_{IN} が参照電圧 V_{REFL1} に対して十分に小さい状態では、MOS 型電解効果トランジスタ Tr_3 を流れる電流は全て MOS 型電解効果トランジスタ Tr_{C2} に流れることになり、カレントミラー回路 14 の定電流値を I_0 とすると、MOS 型電解効果トランジスタ Tr_{C2} を流れる電流 $I_{C2} = I_0$ 、MOS 型電解効果トランジスタ Tr_{C1} を流れる電流 $I_{C1} = 0$ となる。このため、電流 I_{NOUT} 及び I_{POUT} は図 5 の破線図示及び実線図示のように I_0 及び 0 となる。

【0038】

この状態から、入力電圧 V_{IN} が増加して、参照定電圧 V_{REFL1} から抵抗 RC_2 での電圧降下分 $I_0 \cdot RC_2$ を減算した V_{CL} を越えると出力電流 I_{C2} が徐々に滑らかに減少し、これと対称的に出力電流 I_{C1} が徐々に滑らかに増加し、入力電圧 V_{IN} が参照定電圧 V_{REFL1} に等しくなると両出力電流 I_{C1} 及び I_{C2} が等しくなる。さらに、入力電圧 V_{IN} が上昇すると、出力電流 I_{C2} は減少傾向を維持し、出力電流 I_{C1} は増加傾向を維持し、参照電圧 V_{REFL1} に抵抗 RC_1 の電圧降下分 $I_0 \cdot RC_1$ を加算した V_{CH} 以上となると出力電流 I_{C2} が 0 となり、逆に出力電流 I_{C1} が I_0 となる。

【0039】

結局、図5の出力特性において、抵抗 R_{C1} 及び R_{C2} の抵抗値 R_C とカレントミラー回路14の定電流値 I_0 とによってのみ決定されるトランジスタの特性によるものは、 $V_{REFL1} \pm I_0 \cdot R_C$ 付近の滑らかな出力変化のみとなる。

次に、図3の5次成分発生回路の動作説明を簡略化するため、差動増幅器15A、15E、15Fを除外した回路について考察する。入力電圧 V が参照定電圧 V_{REFL1} より十分に小さい時($V_{IN} \ll V_{REFL1}$)には、前述したように差動増幅器15CにおいてはMOS型電解効果トランジスタ T_{r3} を流れる電流は全てMOS型電解効果トランジスタ T_{rC2} を流れ、結果として $I_{C2} = I_0$ 、 $I_{C1} = 0$ となり、同様に差動増幅器15B、15Dにおいても、 $I_{B2} = I_{D2} = I_0$ 、 $I_{B1} = I_{D1} = 0$ となり、加算された電流 $I_{POUT} = 2I_0$ 及び $I_{NOUT} = I_0$ となる。

【0040】

そして、入力電圧 V_{IN} が増加すると、これに応じてMOS型電解効果トランジスタ T_{rC1} に電流が流れ始めると共に、MOS型電解効果トランジスタ T_{rC2} に流れる電流が減少し始め、入力電圧 V_{IN} が参照定電圧 V_{REFL1} に達すると、 $I_{C1} = I_{C2} = I_0 / 2$ となり、他の差動増幅器15B及び15Dについては状態変化が起こらないので、結果として、出力電流 I_{NOUT} 及び I_{POUT} は $I_{NOUT} = I_{POUT} = 3I_0 / 2$ となる。さらに、入力電圧 V_{IN} が高くなると、 $I_{C2} = 0$ 、 $I_{C1} = I_0$ となるので、結果として、出力電流 I_{POUT} 及び I_{NOUT} は $I_{POUT} = I_0$ 、 $I_{NOUT} = 2I_0$ となる。

【0041】

さらに、入力電圧 V_{IN} が増加すると、差動増幅器15BのMOS型電解効果トランジスタ T_{rB1} に電流が流れ始めると共に、MOS型電解効果トランジスタ T_{rB2} の電流が減少し始め、入力電圧 V_{IN} が参照定電圧 V_{REFM} に達すると $I_{B1} = I_{B2} = I_0 / 2$ となり、出力電流 I_{POUT} 及び I_{NOUT} は再び $I_{NOUT} = I_{POUT} = 3I_0 / 2$ となる。

【0042】

$I_{POUT} = 2I_0$ 、 $I_{NOUT} = I_0$ となった後、さらに出力電圧 V_{IN} が増加すると、差動増幅器15DのMOS型電解効果トランジスタ T_{rD1} に電流が流れ始めると共に、MOS型電解効果トランジスタ T_{rD2} の電流が減少し始め、入力電

圧 V_{IN} が参照定電圧 V_{REFH1} に達すると、出力電流 I_{POUT} 及び I_{NOUT} は再び $I_{POUT} = I_{NOUT} = 3 I_0 / 2$ となり、さらに入力電圧 V_{IN} が増加すると、 $I_{POUT} = I_0$ 、 $I_{NOUT} = 2 I_0$ となる。

【0043】

したがって、例えば I_{NOUT} 側について見ると、第3の差動増幅器15Cの出力電流 I_{C1} は図7で一点鎖線図示のように、入力信号 V_{IN} の電圧が第3の差動増幅器15Cの最少値 V_{CL} に達するまでの間は0を維持し、最小値 V_{CL} を越えると増加し始め、参照定電圧 V_{REFL1} に達すると $I_0 / 2$ となり、その後も入力信号 V_{IN} の電圧増加に応じて増加し、最大値 V_{CH} で I_0 に達して飽和する。

【0044】

また、第2の差動増幅器15Bの出力電流 I_{B2} は、図7で破線図示のように、入力信号 V_{IN} の電圧が、第2の差動増幅器15Bの最少値 V_{BL} (本実施形態においては V_{CH} と等しい値に設定されている) に達するまでは I_0 を維持し、最少値 V_{BL} を越えると減少し始め、参照定電圧 V_{REFM} に達すると $I_0 / 2$ となり、その後も入力信号 V_{IN} の電圧増加に応じて減少し、最大値 V_{BH} 以上になると0を維持する。

【0045】

さらに、第5の差動増幅器15Dの出力電流 I_{D1} は、図7で実線図示のように、入力信号 V_{IN} の電圧が第4の差動増幅器15Dの最少値 V_{DL} (本実施形態においては V_{BH} と等しい値に設定されている) に達するまでは0を維持し、最小値 V_{DL} を越えると増加し始め、参照定電圧 V_{REFH1} に達すると $I_0 / 2$ となり、その後も入力信号 V_{IN} の電圧増加に応じて増加し、最大値 V_{DH} で I_0 に達して飽和する。

【0046】

この時点では、第1の差動増幅器15Aが加えられていないため、奇関数に負の傾きの1次関数を加算した形になっている。

よって、差動増幅器15C及び15Dと同じ構成であり、最少値 V_{AL} 及び最大値 V_{AH} の幅を広く設定した第1の差動増幅器15Aの出力電流を加算することによって、1次関数を相殺することができる。

【0047】

すなわち、差動増幅器15Aに供給される通電電流値及び抵抗 R_{A1} 、 R_{A2} を調整し、1次関数領域の広さや傾きを最適化することで、入出力特性を前述した図7で二点鎖線図示のように最小値 V_{AL} を第3の差動増幅器 V_{CL} と一致させ、且つ最大値 V_{AH} を第4の差動増幅器15Dの最大値 V_{CH} と一致させることにより、1次成分を持たない出力電流を得ることができる。

【0048】

そしてさらに、差動増幅器15Cと同じ構成の差動増幅器15Eを加える。これは、5次関数が、参照定電圧 V_{REFM} から非常に離れた入力電圧 V_{IN} の領域において、 V_{IN} に対して大きな傾きを持った出力であるという特徴を有しているので、その特徴を精度良く実現するために加えるものである。

すなわち、入力されている参照定電圧 V_{REFL2} を差動増幅器15Cに入力されている参照定電圧 V_{REFL1} より小さな値に設定し、通電電流値を大きくして、抵抗値を大きくすることにより、入力電圧 V_{IN} が最小値 V_{CL} より小さい範囲において入力電圧 V_{IN} に対してより急峻な傾きの出力電流を出すことが可能になる。同様に差動増幅器15Dと同じ構成の差動増幅器15Fに入力されている参照定電圧 V_{REFH2} を差動増幅器15Dに入力されている参照定電圧 V_{REFH1} よりも大きな値に設定し、通電電流値を大きくして、抵抗値を大きくすることにより入力電圧 V_{IN} が最大値 V_{DH} より大きい範囲において入力電圧 V_{IN} に対してより急峻な傾きの出力電流を出すことが可能になる。

【0049】

以上のように5次成分発生回路の出力電流 I_{OUT} は、差動増幅器15Aの出力は図6(c)、差動増幅器15B、15C、15Dの出力加算は図6(a)、差動増幅の15E、15Fの出力加算は図6(b)のようになり、全体を加算すると、図6(d)に示すようにな滑らかな5次関数電流出力 I_{OUT} となる。図2に示すように、正転入力側に定電圧を供給し、且つ5次関数電流出力 I_{OUT} を可変利得増幅回路11を構成する負帰還に可変抵抗 V_R を介挿したオペアンプOPAの反転入力側に供給すると、このオペアンプOPAから反転した1次成分を含まない5次成分のみの出力 V_{5OUT} を得ることができる。

【0050】

よって、上記のように6つの差動増幅器を用いて、回路定数を適当に設定することで、1次成分のない、下記(9)式のような5次関数を発生することができる。

$$V_{5OUT} = B_5 (V_{IN} - V_{REFM})^5 \quad \dots\dots\dots (9)$$

また、この回路構成はn次の奇関数に適用することができ、差動増幅器15E、15Fに入力されている参照定電圧 V_{REFL2} 、 V_{REFH2} の値や、抵抗値 R_{E1} 、 R_{E2} 、 R_{F1} 、 R_{F2} や、通電電流値を適宜設定したり、さらに差動増幅器を複数付け加えて抵抗値や参照定電圧や通電電流値を最適化させることによって、下記(10)式のような出力を得ることができる。

【0051】

$$V_{nOUT} = B_n (V_{IN} - V_{REFM})^n \quad \dots\dots\dots (10)$$

次に、偶関数出力回路の一例として、4次成分発生回路について説明する。

図8は、4次成分発生回路の一例である。

4次成分発生回路は、正の電源端子VDDから定電流源13を介してゲート及びドレインを接続し、ソースをVSSに接地したMOS型電解効果トランジスタ Tr_0 と、このMOS型電解効果トランジスタ Tr_0 のゲートに各ゲートを接続した5個のMOS型電解効果トランジスタ $Tr_1 \sim Tr_5$ とを備えたカレントミラー回路14と、このカレントミラー回路14から定電流が引かれる定電流源回路を構成するMOS型電解効果トランジスタ Tr_6 と、これらの差動増幅器15A～15D及び定電流源回路の出力電流を加算する加算器としての同一抵抗値を有する抵抗16A、16Bとからなる。各差動増幅器15A～15Dには定レベル信号発生回路20で発生される異なる定レベルの参照電圧 V_{REFH1} 、 V_{REFH2} 、 V_{REFL2} 及び V_{REFL1} が供給される。

【0052】

ここで、差動増幅器15Aは、カレントミラー回路14のMOS型電解効果トランジスタ Tr_1 のドレインに夫々抵抗 RA_1 及び RA_2 を介して直列に接続されたMOS型電解効果トランジスタ Tr_{A1} 及び Tr_{A2} を有し、トランジスタ Tr_{A1} のゲートに入力信号 V_{IN} が供給されると共に、トランジスタ Tr_{A2} の

ゲートに定レベルの参照電圧 V_{REFL1} が供給され、トランジスタ TrA_1 のドレインが加算器を構成する一方の抵抗 $16B$ を介して正の電源端子 VDD に接続され、トランジスタ TrA_2 のドレインが MOS 型電解効果トランジスタ 17 及び加算器を構成する他方の抵抗 $16A$ を介して正の電源端子 VDD に接続されている。

【0053】

そして、差動増幅器 $15B$ 、 $15C$ 、 $15D$ も構成は等しく、トランジスタ TrB_2 、 TrC_2 、 TrD_2 の夫々のゲートに定レベル信号発生回路 20 で発生される参照定電圧 V_{REFH1} 、 V_{REFL2} 、 V_{REFH2} が供給されるものとする。但し、差動増幅器 $15B$ 、 $15D$ は差動増幅器 $15A$ 、 $15C$ と逆特性に設定されているとする。

【0054】

また、参照定電圧は $V_{REFH2} > V_{REFH1} > V_{REFL1} > V_{REFL2}$ であり、トランジスタ TrC 、 TrD を流れる電流値をトランジスタ TrA 、 TrB より大きい値に設定する。例えば $I_A = I_B = I_0$ 、 $I_C = I_D = 2I_0$ とする。

差動増幅器単体の振る舞いは、前記 5 次成分発生回路で述べたものと同様であるため、差動増幅器 $15A$ 、 $15B$ による出力 I_{OUT} は図 9 (a) になる。さらに、差動増幅器 $15C$ 、 $15D$ による出力は図 9 (b) のようになる。この出力電流が加算され、図 2 にある可変抵抗 VR によって電圧に変換され、入力電圧 V_{IN} に対して 4 次関数の出力を得る。

【0055】

また、入力電圧 V_{IN} が 4 次関数の変曲点 x_0 、すなわち参照定電圧 V_{REFL1} と V_{REFH1} の中間にあるときの出力電流 I_{OUT} は、 $I_{OUT} = I_{POUT} - I_{NOUT} = 2I_0 + I_0 + I_0 + 2I_0 = 6I_0$ となり、出力の 0 次成分になってしまう。よって、この 0 次成分を相殺するために $6I_0$ を定電流として引く回路を加える。これは夫々の差動増幅器 $15A \sim 15D$ に定電流を供給しているカレントミラー回路 14 から作ることができる。このとき、カレントミラー回路 14 の MOS 型電解効果トランジスタ $Tr1 \sim Tr5$ に、そのゲートに入力電圧 V_{IN} を入力しているもう 1 つの MOS 型電解効果トランジスタ $Tr6$ を介して、加算器を構成する

他方の抵抗 16 A を接続すると、カレントミラー回路 14 を構成している MOS 型電解効果トランジスタ $T_{r1} \sim T_{r5}$ のソースドレイン電圧が他の MOS 型電解効果トランジスタ T_{r6} のソースドレイン電圧と近くなり、より精度の良い出力を得ることができる。

【0056】

この定電流回路からの出力電流は図 9 (c) のようになる。これらの電流出力を全て加算すると、図 9 (d) のような 4 次関数電流出力 I_{OUT} を得る。この電流出力 I_{OUT} を図 2 に示したように、正転入力側に定電圧発生回路 10 で発生した定電圧 V_{OFF} を供給し、且つ可変利得増幅回路 11 を構成する負帰還に可変抵抗 V_R を介挿したオペアンプ OPA の反転入力側に供給すると、このオペアンプ OPA より電流出力を反転した、4 次成分のみの出力 V_{4OUT} を得ることができる。

【0057】

よって、上記のように 4 つの差動増幅器 15 A ~ 15 D 及び定電流回路を用いて、回路定数を適宜設定することで、下記 (11) 式のような 0 次成分のない、4 次関数を発生することができる。

$$V_{4OUT} = B_4 (V_{IN} - V_{REFM})^4 \quad \dots\dots\dots (11)$$

また、この回路構成は m 次の偶関数に適用することができ、差動増幅器 15 A ~ 15 D に入力されている参照定減圧 V_{REFL1} 、 V_{REFL2} 、 V_{REFH1} 、 V_{REFH2} の値や、抵抗 $R_{A1} \sim R_{D2}$ や、通電電流値を適宜設定したり、さらに差動増幅器を複数付け加えて抵抗値や参照定電圧や通電電流値を最適化させることによって、下記 (12) 式のような出力を得ることができる。

【0058】

$$V_{mOUT} = B_m (V_{IN} - V_{REFM})^m \quad \dots\dots\dots (12)$$

次に、補償温度範囲を高低どちらか一方に拡張した時の 3 次成分発生回路の改善例を述べる。温度範囲の拡張は温度検出回路 1 からの出力電圧の範囲が広がる、即ち 3 次成分生成回路の入力電圧の範囲が広がったことに相当する。

これまで知られている、3 次成分発生回路は、図 10 に示すように、正の電源端子 V_{DD} に定電流源 13 を介してゲート及びドレインを接続し、ソースを V_S

Sに接地したMOS型電解効果トランジスタ T_{r0} と、このMOS型電解効果トランジスタ T_{r0} のゲートに各ゲートを接続した4個のMOS型電解効果トランジスタ $T_{r1} \sim T_{r4}$ とを備えたカレントミラー回路14と、このカレントミラー回路14から定電流が供給される第1～第4の増幅器を構成する4個の差動増幅器15A～15Dと、これらの差動増幅器15A～15Dの出力電流を加算する加算器を構成する同一抵抗値を有する抵抗16A、16Bとから構成されている。各差動増幅器15A～15Dには異なる定レベルの参照電圧 V_{REFH} 、 V_{REFM} 、 V_{REFL} が供給される。

【0059】

ここで、差動増幅器15Aは、カレントミラー回路14のMOS型電解効果トランジスタ T_{r1} のドレインに夫々抵抗 R_{A1} 及び R_{A2} を介して直列に接続されたMOS型電解効果トランジスタ T_{rA1} 及び T_{rA2} を有し、トランジスタ T_{rA1} のゲートに入力信号 V_{IN} が供給されると共に、トランジスタ T_{rA2} のゲートに定レベルの参照電圧 V_{REFM} が供給され、トランジスタ T_{rA1} のドレインが加算器を構成する一方の抵抗16A及び差動増幅器12の出力をゲートで受けるMOS型電解効果トランジスタ17を介して正の電源端子VDDに接続され、トランジスタ T_{rA2} のドレインが加算器を構成する他方の抵抗16Bを介して正の電源端子VDDに接続されている。

【0060】

差動増幅器15Bも同様に、カレントミラー回路14のMOS型電解効果トランジスタ T_{r1} のドレインに夫々抵抗 R_{B1} 及び R_{B2} を介して直列に接続されたMOS型電解効果トランジスタ T_{rB1} 及び T_{rB2} を有し、トランジスタ T_{rB1} のゲートに入力信号 V_{IN} が供給されると共に、トランジスタ T_{rB2} のゲートに定レベルの参照電圧 V_{REFM} が供給されるが、差動増幅器15Aとは逆にトランジスタ T_{rB1} のドレインが加算器を構成する他方の抵抗16Bを介して正の電源端子VDDに接続され、トランジスタ T_{rB2} のドレインがMOS型電解効果トランジスタ17及び加算器を構成する一方の抵抗16Aを介して正の電源端子VDDに接続され、他の差動増幅器15A、15C及び15Dとは逆特性に設定されている。

【0061】

差動増幅器 15C, 15D は、差動増幅器 15A の構成と等しく、但し、それぞれの有するトランジスタ TrC_1 , TrD_1 のゲートに入力信号 V_{IN} が供給されると共に、トランジスタ TrC_2 , TrD_2 のゲートに定レベルの参照電圧 V_{REFL} , V_{REFH} が供給される。

差動増幅器 15A の出力電流 I_{OUT} は、図 11 (a) に示すようになり、同じく差動増幅器 15B の出力電流 I_{OUT} は図 11 (b)、差動増幅器 15C の出力電流 I_{OUT} は図 11 (c)、差動増幅器 15D の出力電流 I_{OUT} は図 11 (d) となる。全体の出力電流は上記の各出力電流 I_{OUT} が加算されたものであるので、図 11 (e) に示すような結果となる。この出力電流は可変利得増幅回路 11 を構成する負帰還に可変抵抗 VR を介挿したオペアンプ OPA の反転入力側に供給し、このオペアンプ OPA の正転入力側に定電圧が供給され、1 次成分を含まない 3 次成分のみの下記 (13) 式で表される出力 V_{3OUT} を得ることができる。

【0062】

$$V_{3OUT} = B_3 (V_{IN} - V_{OFF})^3 \dots\dots\dots (13)$$

ここで、係数 B_3 は 3 次成分発生回路のゲイン及び可変利得増幅器 11 の利得によって決定される。

しかし、例えば、入力電圧の範囲を高い側にのみ拡張したい場合、上記の 3 次関数発生回路では、図 11 (e) に示したように、入力電圧 V_{IN} が高いところで 3 次関数発生回路から大きくずれる。それは差動増幅器 15D の出力が飽和するからである。

【0063】

このため、参照定電圧 V_{REFH} が入力されている差動増幅器 15D の出力を補正する必要が生じる。

ここで、参照定電圧 V_{REFH2} を入力する、差動増幅器 15E を加える。この改良した 3 次成分発生回路を図 12 に示す。但し、参照定電圧 $V_{REFH2} > V_{REFH}$ に設定されている。また、差動増幅器 15C, 15D, 15E の通電電流 I_{C0} , I_{D0} , I_{E0} は $I_{C0} = I_{D0} + I_{E0}$ となるように設定すると、0 次成分を相殺できる。

【0064】

先ず、差動増幅器 15 A, 15 B 及び 15 C は同じ構成なので、出力はそれぞれ図 13 (a)、図 13 (b) 及び図 13 (c) のようになる。そして、差動増幅器 15 D の出力は図 13 (d) の実線のようになり、差動増幅器 15 E の出力は図 13 (d) のようになる。差動増幅器 15 D の出力が飽和する付近で、差動増幅器 15 E の出力電流を加算すると、補正入力電圧 V_{IN} が高いところで 3 次関数発生回路から大きくずれることの補正が可能となり、全て加算した出力結果は、図 13 (e) のようになる。

【0065】

よって、それぞれの増幅器の抵抗値 R_{D1} , R_{D2} 及び R_{F1} , R_{F2} や、参照電圧 V_{REFH} , V_{REFH2} を適宜設定することにより、入力電圧 V_{IN} の範囲を高い方にのみ広げた時によりよい 3 次関数を得る 3 次成分発生回路を構成することができる。

前述した図 1 に戻って、この図 1 は、本発明の温度補償水晶発振器の一例を表している。この中で使用される水晶振動子は、温度に対して、図 14 のような発振周波数の温度特性を有する。この特性は一般的に、下記 (14) 式のような多項式によって表すことができる。

【0066】

$$Y = a_n (t - t_0)^n + a_{n-1} (t - t_0)^{n-1} + \dots + a_3 (t - t_0)^3 + a_1 (t - t_0) + a_0 \quad \dots\dots\dots (14)$$

この特性は、水晶振動子及び電圧制御水晶発振回路の特性に依存する。また、現在広く適用されている電圧制御水晶発振回路の電圧一周波数特性は 1 次関数で近似できるので、水晶振動子の温度に対する周波数特性は、温度に対する電圧特性で実現できる。したがって、図 1 の実施形態において、(14) 式における右辺の項に相当する電圧を温度検出回路 1 の温度検出信号に基づいて、近似 n 次関数発生装置 2 で発生させ、各次数の係数 $a_0 \sim a_n$ の固体間バラツキを夫々の n 次成分発生部における可変利得増幅回路 11 により利得調整を行い、微調整をし、微調整後の各電圧を加算回路で加算し、水晶振動子の温度に対する周波数特性に対応した電圧制御水晶発振回路の制御電圧を得ることができ、この制御電圧を

電圧制御水晶発振回路 3 に供給することにより、これに含まれる水晶振動子の温度依存性を正確に補償することができる。

【0067】

具体的には図 1 における近似 n 次関数発生装置 2 と、電圧制御水晶発振器 (VCO) 3 とを切り離した状態で恒温槽に格納し、この恒温槽の温度を温度補償を行いたい範囲内の任意の温度に設定する。恒温槽の温度が設定温度 t_1 に安定した状態で、電圧制御水晶発振器 3 の入力電圧 V_{CIN} を変化させて出力信号の周波数が予め設定された周波数に一致する周波数となる入力電圧 $V_{CIN}(t_1)$ を測定すると共に、近似 n 次成分発生装置 2 の出力電圧 $V_{COUTn}(t_1)$ を各次数ごと個別に測定する。すなわち、他の次数成分の利得が零となるように設定し、1つの成分のみの出力が得られる状態にして厳密に測定する。よって、近似 n 次関数発生装置 2 の出力電圧として、 n 次～3 次及び 1 次と 0 次のデータをとることになる。

【0068】

以上の測定処理を恒温槽の設定温度を順次異なる温度にしながら複数回以上繰り返すことにより、各設定温度 ($t_1 \sim t_m$) での電圧制御水晶発振器 3 の入力電圧 $V_{CIN}(t_1) \sim V_{CIN}(t_m)$ を測定すると共に、近似 n 次関数発生装置 2 の出力電圧 $V_{COUT1} \sim V_{COUTm}$ を測定する。

次いで、近似 n 次関数発生装置 2 の出力電圧 $V_{COUTn}(t_1) \sim V_{COUTn}(t_m)$ から夫々 0 次成分 $V_{COUT0}(t_1) \sim V_{COUT0}(t_m)$ を差し引いたものを下記 (15) 式のように温度の関数に近似する。何故ならば、近似 n 次関数発生装置 2 の出力電圧 V_{COUTn} には、0 次成分発生部で発生される 0 次成分 V_{COUT0} が含まれてしまうので、この 0 次成分 (オフセット) を引くことで、より正しい n 次成分 V_{COUTn} が得られ、より高精度の調整が可能になる。この時、近似する関数には制約がなく、データに合わせて任意に決定することができる。また、各次数のデータを個別にとることで、調整のための情報が増え高精度の調整が可能になる。

【0069】

$$V_{COUTn}'(t) \equiv V_{COUTn}(t) - V_{COUT0}(t) \quad \cdots \cdots (15)$$

この後、各々の温度で、下記 (16) 式に示す関数 $V_{COUT}(t)$ が、測定した

入力電圧 $V_{CIN}(t_1) \sim V_{CIN}(t_m)$ と一致するように係数 $\alpha_n \sim \alpha_0$ 及び Δt を調整することにより、温度補償を行う。

$$\begin{aligned} V_{COUT}(t) = & \alpha_n V_{COUTn}'(t + \Delta t) + \dots \\ & + \alpha_3 V_{COUT3}'(t + \Delta t) + \alpha_1 V_{COUT1}'(t + \Delta t) \\ & + V_{COUT0}'(t + \Delta t) + \alpha_0 \dots \quad (16) \end{aligned}$$

具体的には、 n 次成分発生部にある可変利得増幅回路 11 により係数 α_n を得るような利得調整を行い、0 次成分は加算回路のところでは係数 α_0 を得るような定電圧値を加算することで調整する。 Δt に関しては、温度検出回路 1 のオフセットを調節することで調整する。

【0070】

したがって、上記のように恒温槽で順次温度を複数回変化させ、各温度で圧制御水晶発振器 3 の入力電圧 V_{CIN} 及び温度補償回路出力電圧即ち近似 n 次関数発生装置 2 の各次数の出力電圧 $V_{COUTn} \sim V_{COUT0}$ を夫々測定し、これらの測定結果に基づいて近似 n 次関数発生装置 2 を調整することにより、一度の温度スイープ作業により、高精度の温度補償を行うことができる。

【0071】

以上から分かるように、前述した (5) 式のような記述を用いると、その関数の出力電圧を発生する近似 n 次関数発生装置を実現しやすく、例えば水晶発振器の温度補償回路として用いる場合にも上記の構成は調整が容易である。また、夫々の次数成分発振回路は、奇関数、偶関数共に、上記の構成にて精度良く設計することが可能である。また、上記の調整方法を用いることで、近似 n 次関数発生装置 2 は、より精度良く調整することができる。

【0072】

なお、上記各実施形態においては、各次数成分発生回路で MOS 型電解効果トランジスタを用いた場合について説明したが、これに限定されるものではなく、例えばバイポーラトランジスタを用いてもよい。

また、上記各実施形態においては、グランド基準である場合について説明したが、これに限定されるものではなく、VDD 基準とすることも可能である。

【0073】

さらに、各次数成分発生回路からの出力を電流出力とした場合について説明したが、これに限定されるものではなく、電圧出力とすることももちろん可能である。

【0074】

【発明の効果】

以上説明したように、近似 k (k は 3 以上の奇数) 次成分の出力信号を形成する際に、一方の入力端子に共通の 1 次の入力信号が入力され、他方の入力端子に所定レベルの定レベル信号が入力され、前記 1 次の入力信号に対して反転又は非反転信号を出力すると共に、出力信号を所定の最大値及び最小値で制限するリミッタ機能を有する複数 i 個 (i は 5 以上の整数) の差動増幅器を設け、このうち第 1 ～第 3 の差増幅器は入力される定レベル信号が順にレベルが高くなるように設定すると共に、第 1 及び第 3 の差動増幅器と第 2 の差動増幅器の出力信号が互いに逆極性に設定され、第 4 の差動増幅器は、入力される定レベル信号が第 2 の差動増幅器に入力される定レベル信号と同レベルの信号に設定されていると共に、その出力信号が第 1 及び第 3 の差動増幅器の出力信号と同極性で且つ最大値となる入力信号と最小値となる入力信号との幅が第 2 の差動増幅器のそれより大きく設定され、残りの $(i - 4)$ 個の差動増幅器の夫々を、入力される定レベル信号が前記第 1 の差増増幅器に入力される定レベル信号のレベルより低くなる及び前記第 3 の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより高くなるの何れかに設定されていると共に、前記 $(i - 4)$ 個の差動増幅器と前記第 2 の差動増幅器との出力信号が互いに逆極性に設定することにより、 $(i - 4)$ 個の差動増幅器の通電電流値を調整して入力信号が最大値より大きい又は最小値より小さい範囲において入力信号に対してより急峻な傾きの出力信号を形成することが可能となり、高精度の近似 k (k は 3 以上の奇数) 次関数を発生することができるという効果が得られる。

【0075】

また、上記 i 及び n を $i = 5$ 且つ $k = 3$ に設定することにより、 k 次の奇数次成分発生回路の中でも 3 次に特化した回路を構成することができ、高精度の 3 次関数を出力することができるという効果が得られる。

さらに、第5の差動増幅器を、第1の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより低い定レベル信号を入力し且つ最大値となる入力信号と前記最小値となる入力信号との幅を第1の差動増幅器のそれより小さく設定した構成とすることにより、入力電圧の範囲を変曲点から高い側にのみ広げた場合に、精度の良い3次関数を出力することができるという効果が得られる。

【0076】

さらにまた、第5の差動増幅器を、第3の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより高い定レベル信号を入力し且つ最大値となる入力信号と前記最小値となる入力信号との幅を前記第3の差動増幅器のそれより小さく設定した構成とすることにより、入力電圧の範囲を変曲点から低い側にのみ広げた場合に、精度の良い3次関数を出力することができる。

【0077】

なおさらに、上記 i 及び n を $i = 6$ 且つ $k = 5$ に設定することにより、 k 次の奇数次成分発生回路の中でも5次に特化した回路を構成することができ、高精度の5次関数を出力することができるという効果が得られる。

また、5次成分発生回路において、第5の差動増幅器を、入力される定レベル信号を前記第1の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより低くなるように設定し且つ前記最大値となる入力信号と前記最小値となる入力信号との幅を前記第1の差動増幅器のそれより小さく設定し、第6の差動増幅器を、入力される定レベル信号を前記第3の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより高くなるように設定し且つ前記最大値となる入力信号と前記最小値となる入力信号との幅が前記第3の差動増幅器のそれより小さく設定することにより、入力電圧の範囲を変曲点から高い側にのみ広げた場合に、精度の良い5次関数を出力することができるという効果が得られる。

【0078】

さらに、近似 m (m は4以上の偶数) 次成分の出力信号を形成する際に、一方の入力端子に共通の1次の入力信号が入力され、他方の入力端子に所定レベルの定レベル信号が入力され、前記1次の入力信号に対して反転又は非反転信号を出力すると共に、出力信号を所定の最大値及び最小値で制限するリミッタ機能を有

する複数 j 個 (j は 4 以上の整数) の差動増幅器を設け、第 1、第 2、第 3 及び第 4 の差動増幅器は、入力される定レベル信号が順にレベルが高くなるように設定されると共に、前記第 1 及び第 2 の差動増幅器と前記第 3 及び第 4 の差動増幅器との出力信号が互いに逆極性に設定され、前記 j 個の差動増幅器の出力信号を加算したときに m (m は 4 以上の偶数) 次関数成分の出力信号を形成するように構成され、前記一定信号出力回路は、前記 m 次関数成分の 0 次成分を相殺するような 0 次成分の出力信号を形成するように構成され、前記 j 個の差動増幅器及び前記一定信号出力回路の出力信号を加算することにより、0 次成分を含まない m 次関数成分を発生させることにより、高精度の偶数 m 次成分を発生することができるという効果が得られる。

【0079】

さらにまた、 j が 6 以上の偶数であって、 j 個の差動増幅器のうち第 1、第 2、第 3 及び第 4 の差動増幅器以外の ($j - 4$) の差動増幅器の夫々を、入力される定レベル信号が前記第 1 の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより低くなる及び前記第 4 の差動増幅器に入力される定レベル信号のレベルより高くなるの何れかに設定することにより、($j - 4$) 個の差動増幅器の通電電流値を調整して入力信号が最大値より大きい又は最小値より小さい範囲において入力信号に対してより急峻な傾きの出力信号を形成することが可能となり、高精度の近似 m 次関数を発生することができるという効果が得られる。

【0080】

なおさらに、上記 j 及び m を $j = 4$ 且つ $m = 4$ に設定することにより、 m 次の偶数次成分発生回路の中でも 4 次に特化した回路を構成することができ、高精度の 4 次関数を出力することができるという効果が得られる。

また、一定の信号が入力されて定数成分を発生する 0 次成分発生部と、1 次の入力信号が入力されて 1 次成分を発生する 1 次成分発生部と、前記 1 次の入力信号が入力される上記請求項 1 に記載の k (k は 3 以上の奇数) 次成分発生回路及び該 k 次成分発生回路の出力信号が入力される第 1 の可変利得増幅回路を有する少なくとも 1 つ以上の k 次成分発生部と、前記 1 次の入力信号が入力される上記請求項 7 に記載の m (m は 4 以上の偶数) 次成分発生回路及び該 m 次成分発生回

路の出力信号が入力される第2の可変利得増幅回路を有する少なくとも1つ以上の m 次成分発生部と、前記0次成分発生部、前記1次成分発生部、前記 k 次成分発生部及び前記 m 次成分発生部の出力信号を加算する加算回路とを備え、近似 n (n は4以上の整数)次関数を発生させることにより、2次の項を省略して3次成分を主としてその変曲点に近い変曲点 x_0 を用いることができると共に、3次以外の $n \geq 4$ における n 次成分が小さくなるために、構成としては共通の変曲点 x_0 を用い、オフセット+1次成分+3次成分+補正用高次成分という構成で実現できるため回路規模に与える影響を小さくすることができるという効果が得られる。

【0081】

さらに、一定の入力信号が入力されて定数成分を発生する0次成分発生部と、1次の入力信号が入力されて1次成分を発生する1次成分発生部と、前記1次の入力信号が入力される上記請求項2乃至請求項4の何れかに記載の3次成分発生部と、前記0次成分発生部、前記1次成分発生部及び前記3次成分発生部の出力信号を加算する加算回路とを備えることにより、高精度の近似3次関数を発生させることができるという効果が得られる。

【0082】

さらにまた、一定の入力信号が入力されて定数成分を発生する0次成分発生部と、1次の入力信号が入力されて1次成分を発生する1次成分発生部と、前記1次の入力信号が入力される上記請求項2乃至請求項4の何れかに記載の3次成分発生部と、前記1次の入力信号が入力される上記請求項9に記載の4次成分発生回路及び該4次成分発生回路の出力信号が入力される第2の可変利得増幅回路を有する4次成分発生部と、前記4次成分発生部、前記3次成分発生部、前記1次成分発生部及び前記0次成分発生部の出力信号を加算する加算回路とを備えることにより、高精度の近似4次関数を発生させることができるという効果が得られる。

【0083】

なおさらに、一定の入力信号が入力されて定数成分を発生する0次成分発生部と、1次の入力信号が入力されて1次成分を発生する1次成分発生部と、前記1

次の入力信号が入力される上記請求項 2 乃至請求項 4 の何れかに記載の 3 次成分発生部と、前記 1 次の入力信号が入力される上記請求項 9 に記載の 4 次成分発生回路及び該 4 次成分発生回路の出力信号が入力される第 2 の可変利得増幅回路を有する 4 次成分発生部と、前記 1 次の入力信号が入力される上記請求項 5 又は請求項 6 に記載の 5 次成分発生回路及び該 5 次成分発生回路の出力信号が入力される第 3 の可変利得増幅回路を有する 5 次成分発生部と、前記 5 次成分発生部、前記 4 次成分発生部、前記 3 次成分発生部、前記 1 次成分発生部及び前記 0 次成分発生部の出力信号を加算する加算回路とを備えることにより、高精度の近似 5 次関数を発生することができるという効果が得られる。

【0084】

また、1 次の入力信号が入力され、 n 次多項式により表される n 次関数に比例する n 次の出力信号を出力し、前記 n 次多項式は 2 次の項を含まない近似 n 次関数発生装置を構成することにより、3 次成分を主としてその変曲点に近い変曲点 x_0 を用いることができると共に、3 次以外の $n \geq 4$ における n 次成分が小さくなるために、構成としては共通の変曲点 x_0 を用い、オフセット + 1 次成分 + 3 次成分 + 補正用高次成分という構成で実現できるため回路規模に与える影響を小さくすることができるという効果が得られる。

【0085】

さらに、上記構成に温度検出回路を付加し、この温度検出回路の検出信号を近似 n 次関数発生装置に入力信号として供給することにより、水晶の温度特性を補正する電圧を発生することが可能な温度関数発生回路を構成することができるという効果が得られる。

さらにまた、温度検出回路と、該温度検出回路の検出信号が入力される前記請求項 10 に記載の近似 n 次関数発生装置と、該近似 n 次関数発生装置で発生される近似 k 次関数が入力される水晶発振回路とを備えることにより、高精度で温度補償を行うことができる温度補償水晶発振回路を構成することができるという効果が得られる。

【0086】

なおさらに、上記近似 n 次関数発生装置を近似 3 次関数発生装置で構成するこ

とにより、3次関数に特化した温度関数発生回路及び温度補償水晶発振回路を構成することができるという効果が得られる。

また、上記近似 n 次関数発生装置を近似 4 次関数発生装置で構成することにより、4 次関数に特化した温度関数発生回路及び温度補償水晶発振回路を構成することができるという効果が得られる。

【0087】

さらに、上記近似 n 次関数発生装置を近似 5 次関数発生装置で構成することにより、5 次関数に特化した温度関数発生回路温度補償水晶発振回路を構成することができるという効果が得られる。

さらにまた、温度検出回路及び近似 n (n は 3 以上の整数) 次関数発生装置を備える温度補償回路と、電圧制御水晶発振回路とから構成される温度補償水晶発振回路において、前記温度補償水晶発振回路の温度補償調整を行う際に、所定の温度雰囲気ないで、前記温度補償回路の出力電圧 V_{COUT} の n 次成分 V_{COUTn} 乃至 0 次成分 V_{COUT0} を測定すると共に、前記電圧制御水晶発振回路から出力される発振周波数が予め設定された選定周波数に一致する入力電圧 V_{CIN} を所望の温度補償範囲内における複数の温度で測定し、測定した各温度の出力電圧 V_{COUT} の n 次成分 V_{COUTn} を温度 T の関数として、 $V_{COUTn}'(T) = V_{COUTn}(T) - V_{COUT0}(T)$ で近似し、前記出力電圧 V_{COUT} を温度 T の関数として、

$$V_{COUT}(T) = \alpha_n V_{COUTn}'(T + \Delta T) + \dots$$

$$+ \alpha_3 V_{COUT3}'(T + \Delta T) + \alpha_1 V_{COUT1}'(T + \Delta T) + V_{COUT0}'(T + \Delta T) + \alpha_0$$

で表記し、前記測定された各温度の入力電圧 V_{CIN} と前記出力電圧 V_{COUT} とが夫々の温度において一致するように、前記温度補償回路の係数 $\alpha_n \sim \alpha_3$ 、 α_1 、 α_0 及び ΔT を調整することにより、高精度な温度補償が可能となるという効果が得られる。しかも、各次数を個別に測定することにより、詳しく正確なデータの取得が可能になり、実際のデータを基にすることで、各次数成分以外のエラーなども考慮して、より最適な係数の算出が可能となり、さらに、一度の温度スweepによって、これまでに知られている近似 3 次関数回路ばかりか、 $n \geq 4$ における近似 n 次関数発生回路においても、温度補償の調整を精度良く行うことが

が可能になるという効果が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の一実施形態を示すブロック図である。

【図 2】

図 1 の n 次成分発生部の一例を示す回路図である。

【図 3】

図 2 の n 次成分発生回路として、5 次成分発生回路の一例を示す回路図である。

。

【図 4】

図 3 の 5 次成分発生回路の動作の説明に供する基本回路図である。

【図 5】

図 4 の出力波形図である。

【図 6】

図 3 の 5 次成分発生回路の一部分の動作の説明に供する各差動対の出力特性を示す特性線図である。

【図 7】

図 3 の 5 次成分発生回路の動作の説明に供する出力波形図である。

【図 8】

図 2 の n 次成分発生回路として、4 次成分発生回路の一例を示す回路図である。

。

【図 9】

図 8 の 4 次成分発生回路の動作の説明に供する出力波形図である。

【図 10】

3 次成分発生回路の基本的部分を示した回路図である。

【図 11】

図 10 の 3 次成分発生回路の基本的部分の動作の説明に供する出力波形図である。

【図 12】

図 2 の n 次成分発生回路として、入力電圧範囲を拡張した時に適する 3 次成分発生回路の一例を示す回路図である。

【図 1 3】

図 1 2 の 3 次成分発生装置の動作の説明に供する出力波形図である。

【図 1 4】

水晶振動子の温度に対する周波数特性図である。

【図 1 5】

従来例を示すブロック図である。

【図 1 6】

電圧制御水晶発振器に入力する制御電圧の温度特性である。

【図 1 7】

従来の近似式の特性を表す特性線図である。

【図 1 8】

本発明の近似式の特性を表す特性線図である。

【符号の説明】

- 1 温度検出回路
- 2 近似 n 次関数発生装置
- 3 電圧制御水晶発振器
- 4 加算回路
- 5 0 次成分発生部
- 6 1 次成分発生部
- 7 3 次成分発生部
- 8 n 次成分発生部
- 9 n 次成分発生回路
- 10 定電圧発生回路
- 11 可変利得増幅回路
- 12 差動増幅器
- 13 定電流源
- 14 カレントミラー回路

1 5 A ~ 1 5 F 差動増幅器

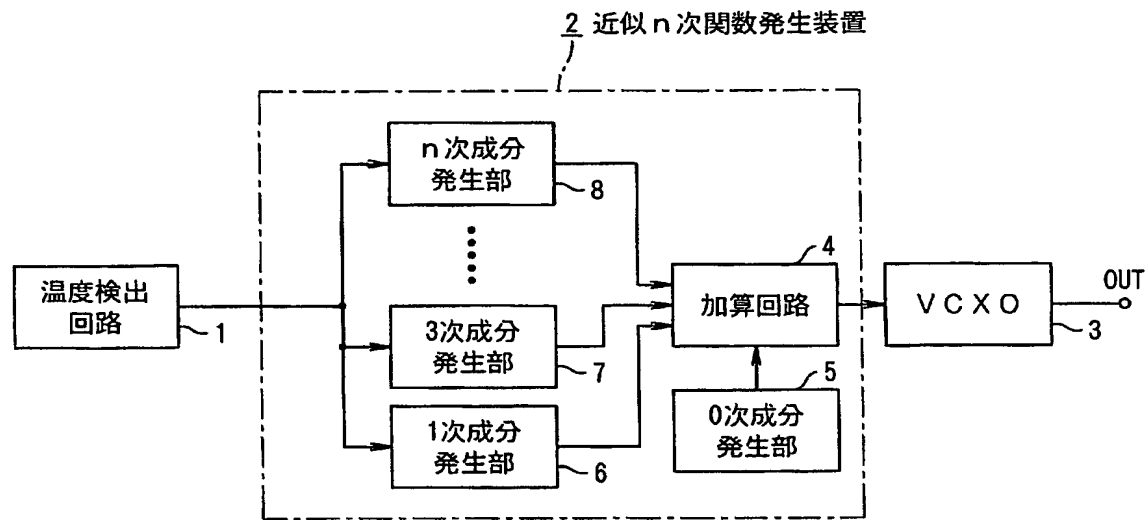
T r 1 ~ T r 6 MOS型電解効果トランジスタ

T r A₁ ~ T r F₂ MOS型電解効果トランジスタ

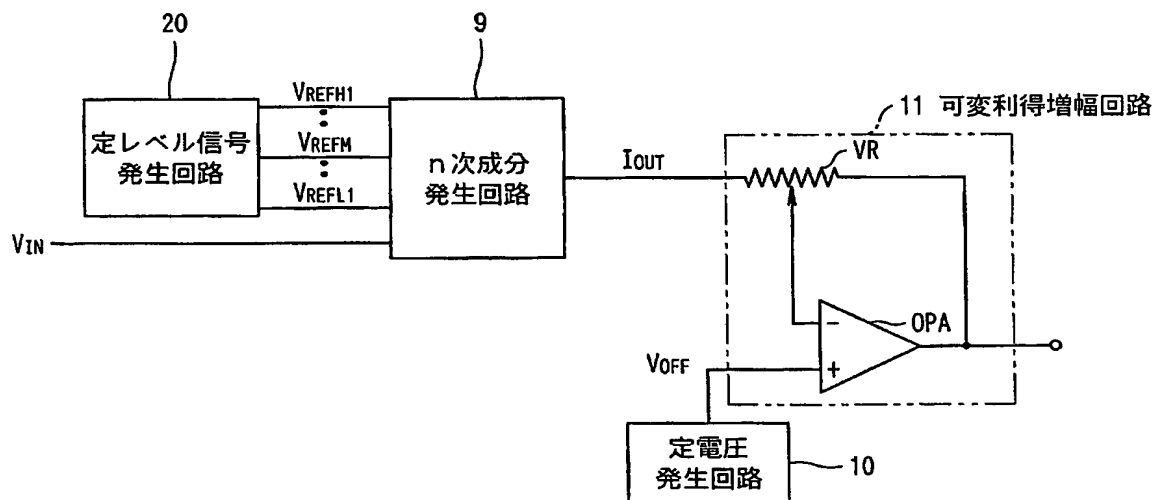
1 6 A, 1 6 B 抵抗 (加算回路)

【書類名】 図面

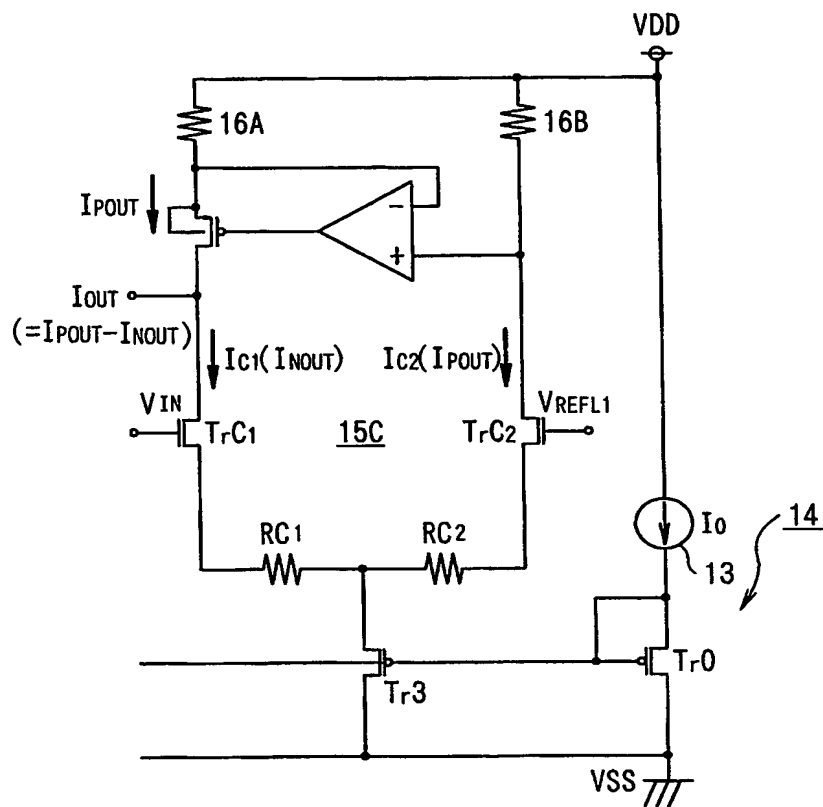
【図 1】



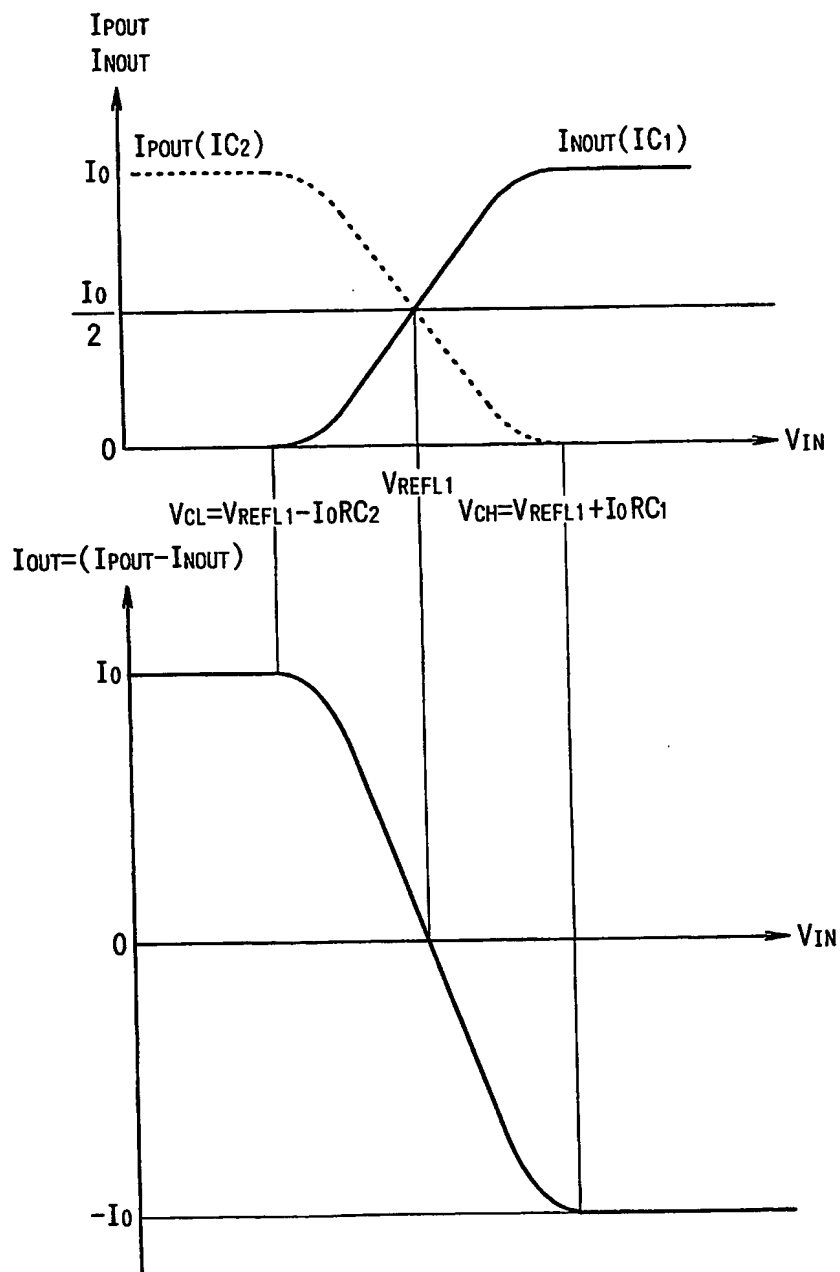
【図 2】



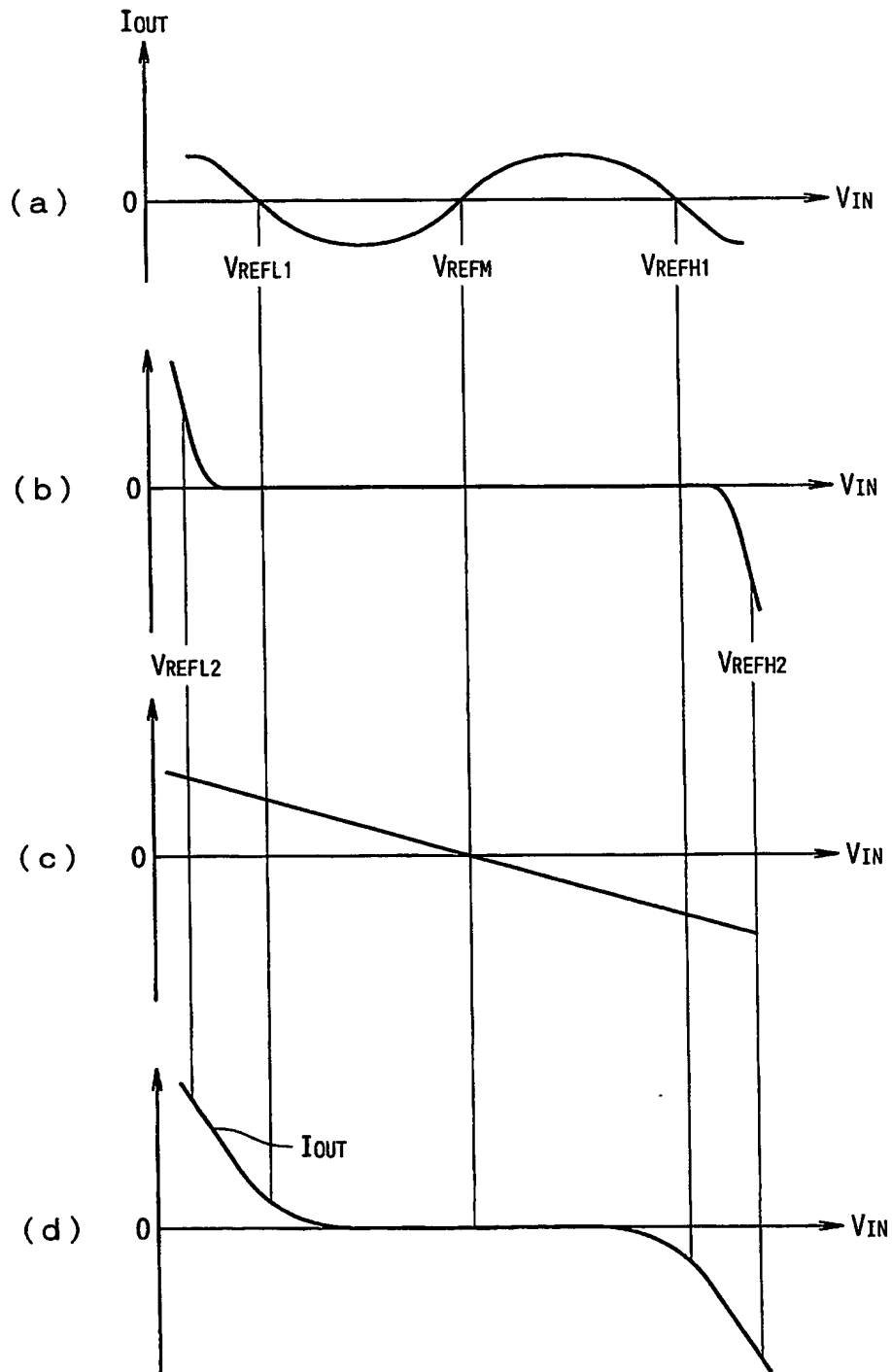
【図 4】



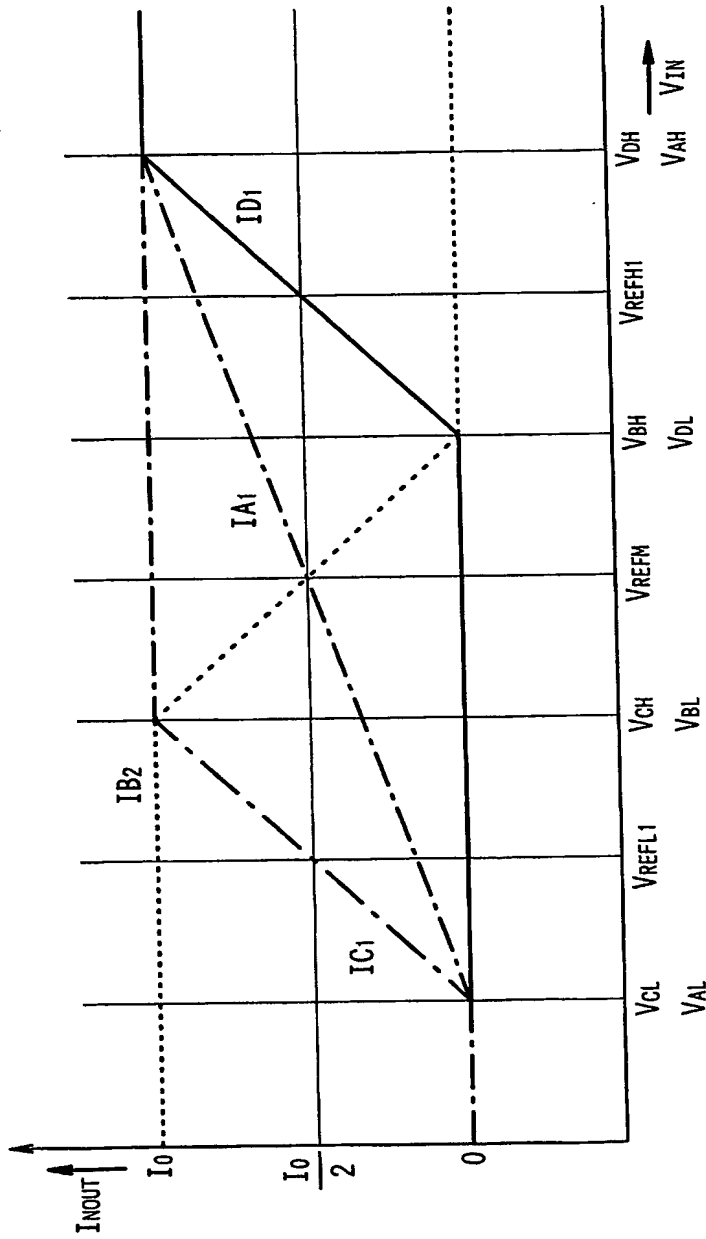
【図 5】



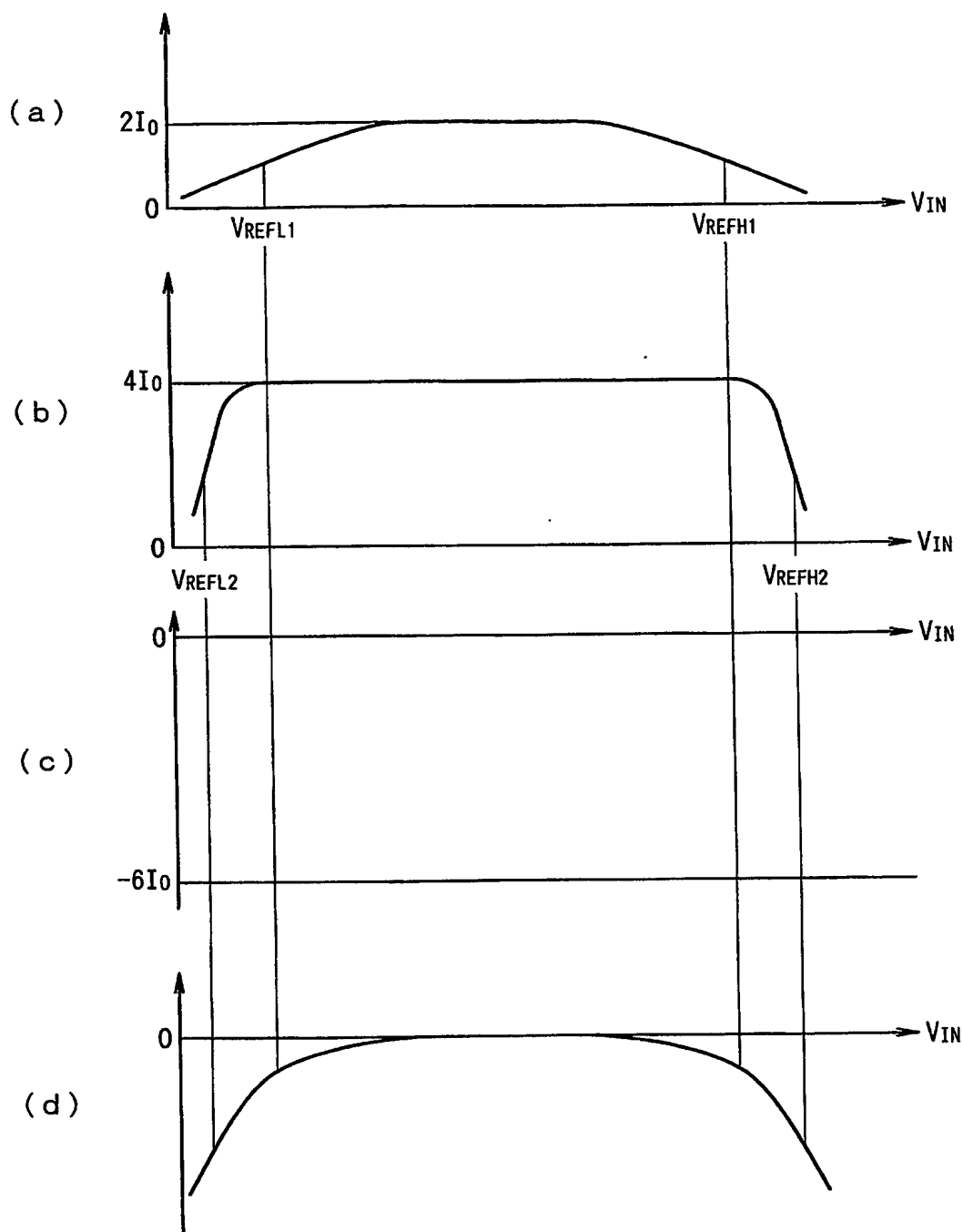
【図 6】



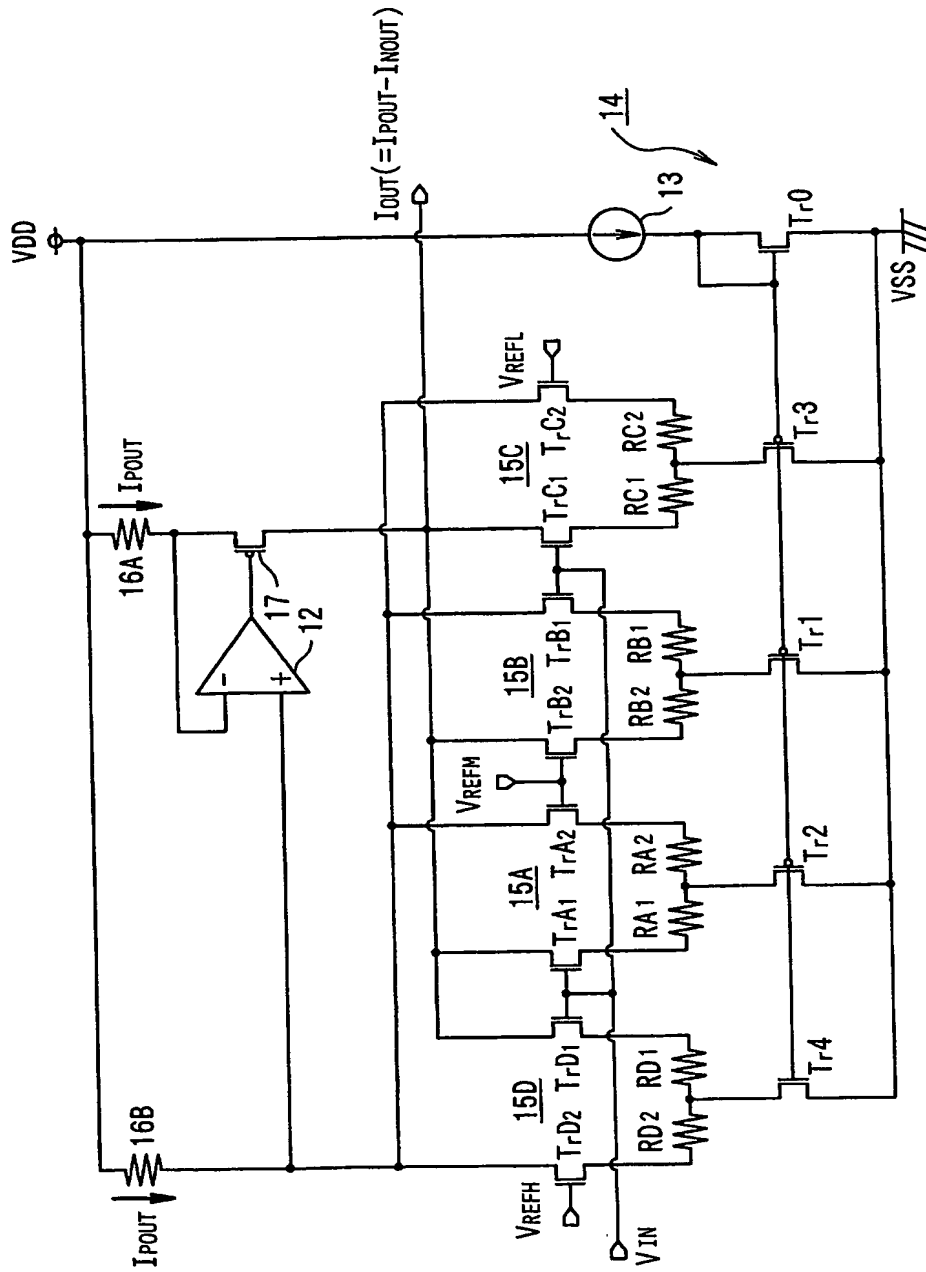
【図 7】



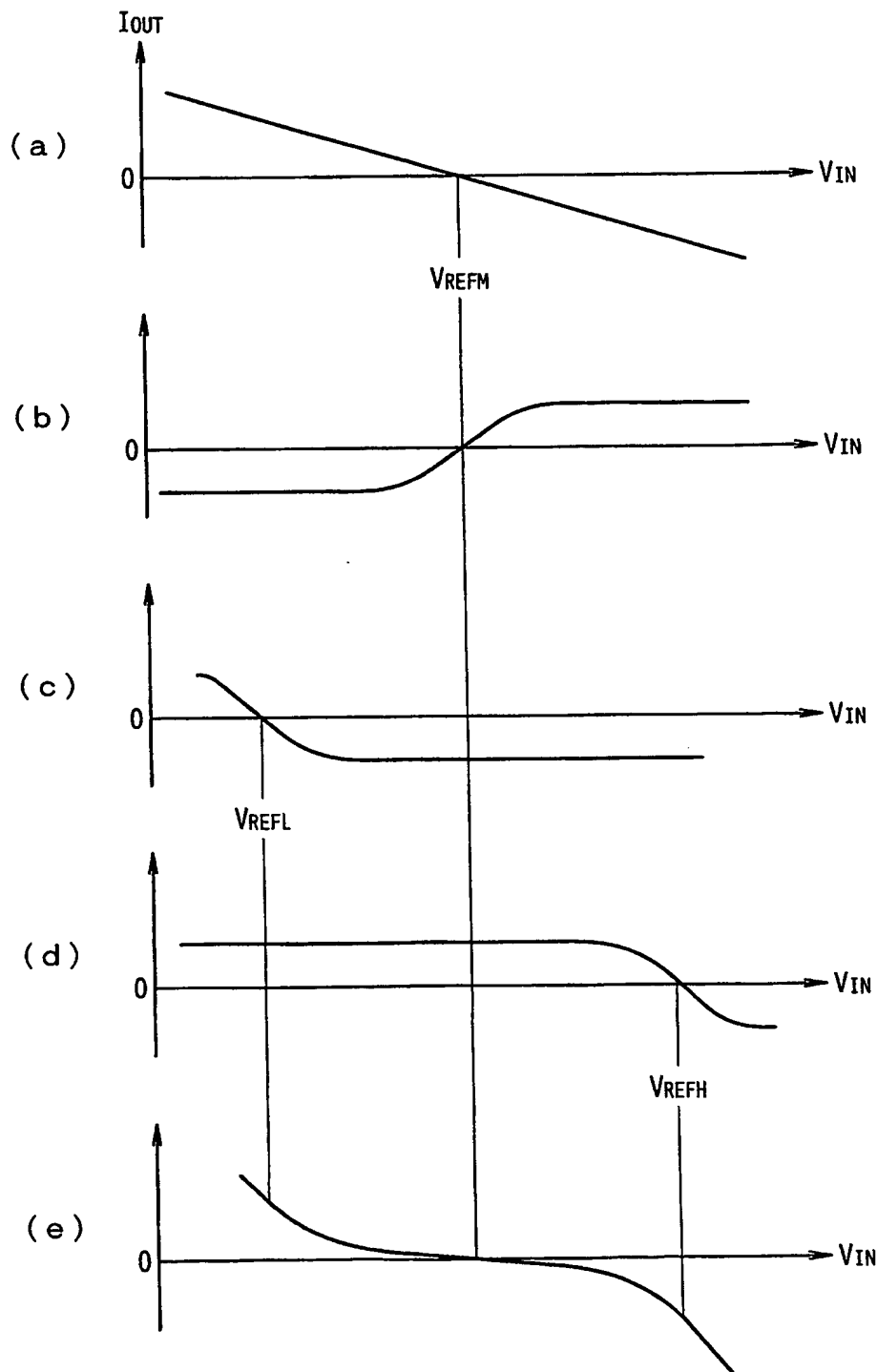
【図 9】



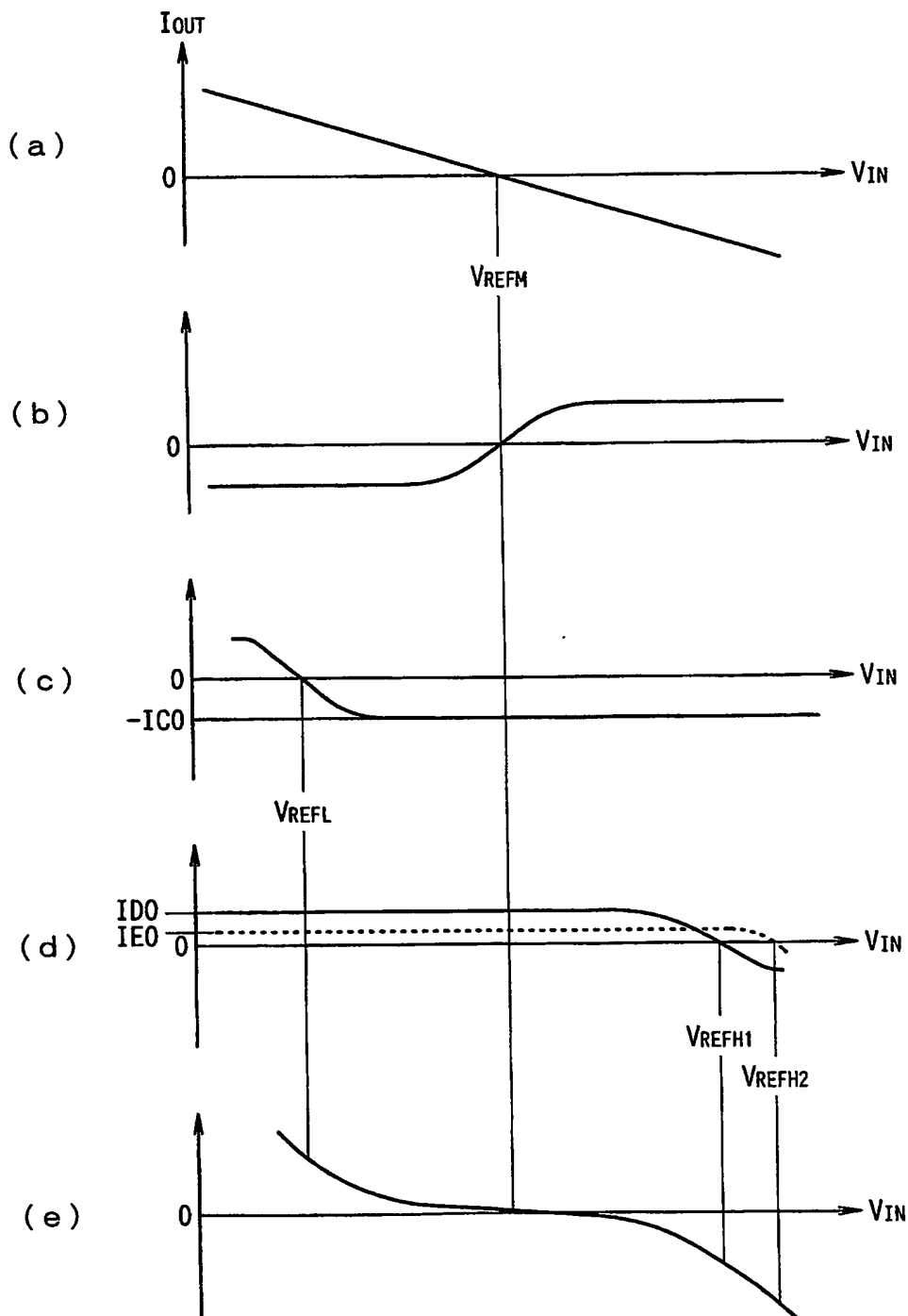
【図 10】



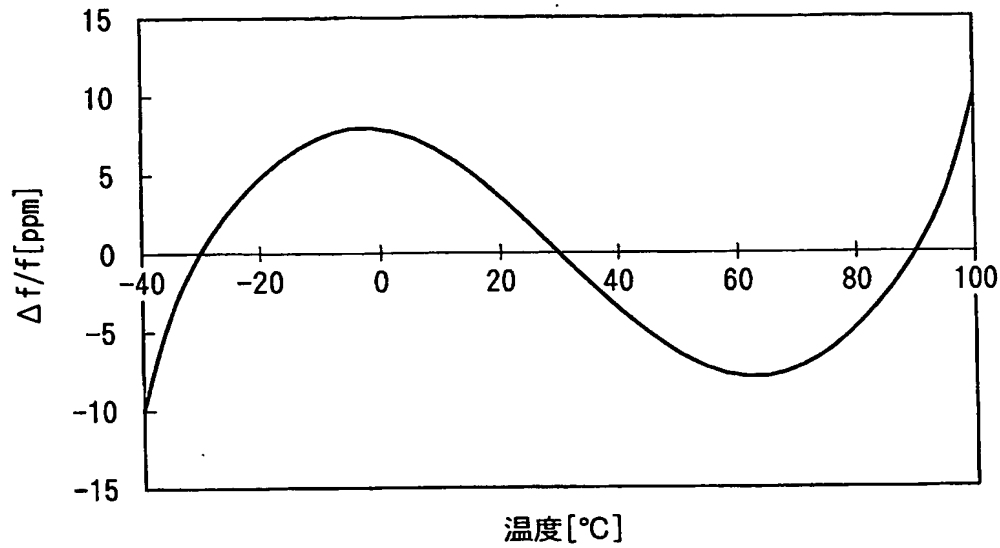
【図 11】



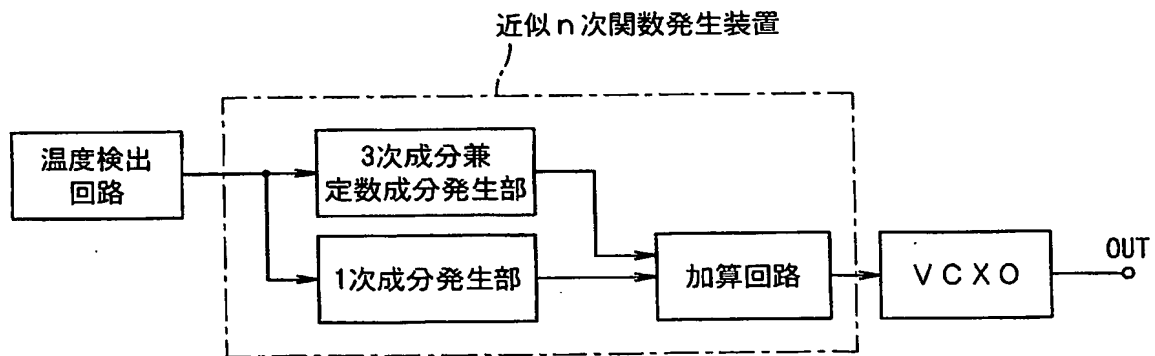
【図 13】



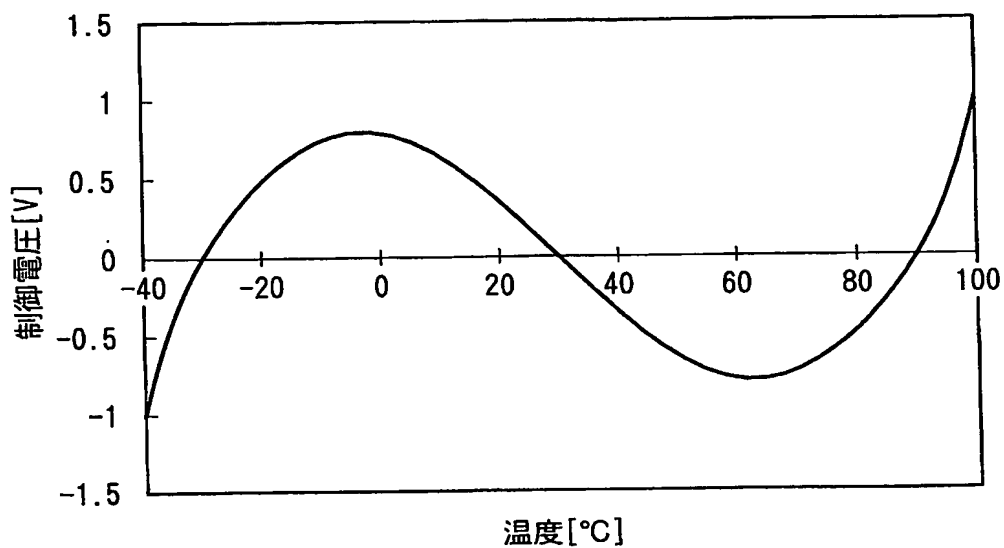
【図 1 4】



【図 1 5】



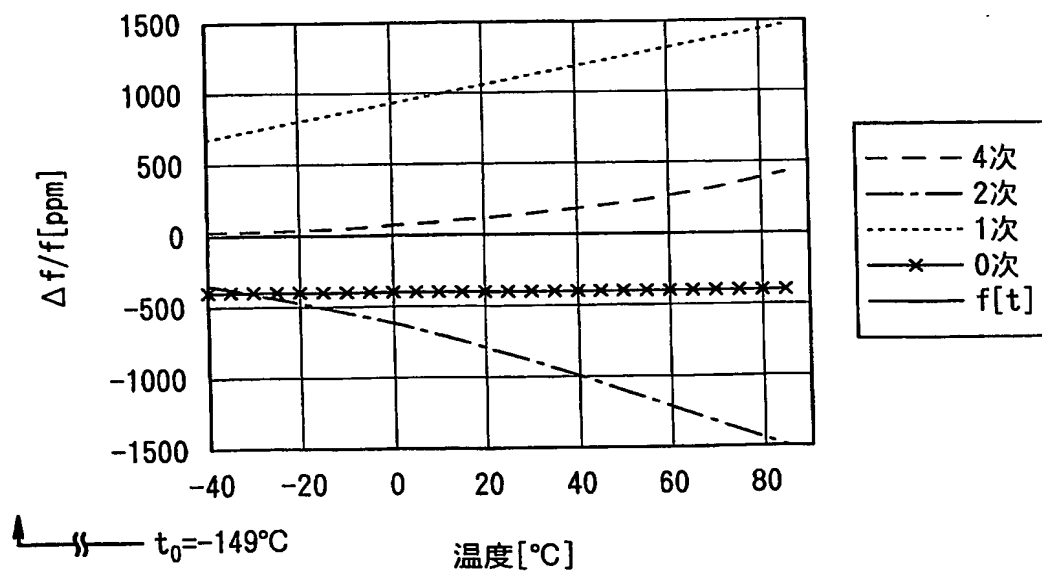
【図 16】



【図 17】

$$f(t) = a_4 t^4 + a_3 t^3 + a_2 t^2 + a_1 t + a_0$$

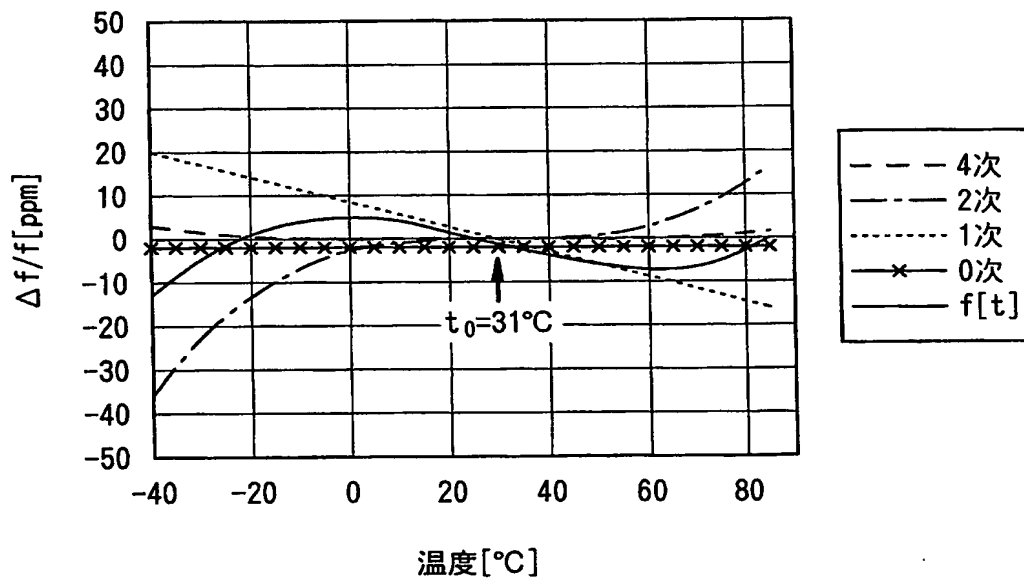
$$= a'_4 (t - t_0)^4 + a'_2 (t - t_0)^2 + a'_1 (t - t_0) + a'_0$$



【図 1 8】

$$\frac{\Delta f}{f} = f(t) = a_4 t^4 + a_3 t^3 + a_2 t^2 + a_1 t + a_0$$

$$= b'_4 (t - t_0)^4 + b'_2 (t - t_0)^3 + b'_1 (t - t_0) + b'_0$$



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 温度補償電圧の3次以上の高次成分を、精度良く提供する回路及びその関数発生装置を温度補償のために用いた精度良く調整できる水晶発振器を提供する。

【解決手段】 対の入力端子に共通の1次の入力信号及び所定レベルの定レベル信号が個別に輸入され、前記1次の入力信号に対して反転又は非反転信号を出力すると共に、出力信号を所定の最大値及び最小値で制限するリミッタ機能を有する複数6個の差動増幅器15A～15Fと、前記6個の差動増幅器に前記定レベル信号を夫々供給する定レベル信号発生回路と、差動増幅器15A～15Fの通電電流を制御するカレントミラー回路14と、各差動増幅器15A～15Fの出力電流を加算する加算用抵抗16A、16Bとを有し、第6の差動増幅器15Fで、通電電流を大きくして抵抗値を大きくすることにより、入力信号に対してより急峻な傾きの高精度の5次関数成分の出力電流を得る。

【選択図】 図3

特願 2 0 0 2 - 2 4 8 9 3 2

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[5 9 4 0 2 1 1 7 5]

1. 変更年月日
[変更理由]

1 9 9 4 年 6 月 1 3 日

名称変更

住所変更

住 所
氏 名

東京都渋谷区代々木1丁目24番10号
旭化成マイクロシステム株式会社

2. 変更年月日
[変更理由]

2 0 0 0 年 1 1 月 2 2 日

住所変更

住 所
氏 名

東京都新宿区西新宿三丁目7番1号
旭化成マイクロシステム株式会社

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☒ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.